Siegfried W. Best

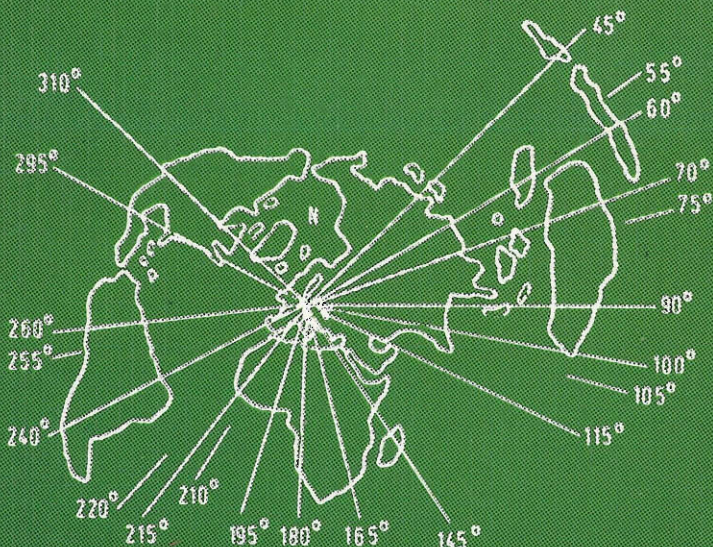
42

franco muzzio & c. editore

manuali di elettronica applicata

il vademecum DX

propagazione delle onde, ricevitori e antenne, pratica della ricezione

Vengono affrontati tutti i problemi tecnici relativi alla ricezione ad onde corte, dalla scelta dell'apparecchio alla stesura del rapporto di ascolto. Oltre agli apparecchi più sofisticati si considerano anche i semplici ricevitori a rivelatore o ad amplificazione diretta e loro accessori. In modo pratico e con molti esempi di circuiti si illustrano i vari concetti della propagazione delle onde radio, della tecnica di ricezione e delle antenne.

Siegfried W. Best

il vademecum DX

franco muzzio & c. editore

Indice generale

Introduzione

La trasmissione televisiva in diretta da Washington della cerimonia del giuramento del Presidente degli Stati Uniti è oggi una cosa naturale per ognuno di noi. E tutti sanno che questa trasmissione viene effettuata su frequenze elevate tramite satelliti per telecomunicazioni.

Pure, nonostante i rapidi progressi nel campo della tecnica dell'informazione che impiega collegamenti in VHF, UHF e frequenze ancora più elevate, la posizione delle comunicazioni ad onde corte non ha subito grandi mutamenti.

Le radiocomunicazioni ad onde corte sono state largamente ristrutturate in tutti i Paesi; il numero dei trasmettitori ad OC nel mondo è continuamente aumentato e raggiungerebbe oggi i 100 milioni.

Questo libro intende essere d'ausilio per tutti gli appassionati dell'ascolto ad onde corte che devono affrontare i vari problemi della ricezione. Esso fornisce i concetti fondamentali della propagazione delle onde radio, della tecnica dei ricevitori e delle antenne, e della pratica di ricezione.

L'intenzione dichiarata dell'autore è quella di fornire al lettore, in un solo libro, esaurienti informazioni che altrimenti sarebbero rintracciabili solo a prezzo di laboriose ricerche nelle varie pubblicazioni specializzate.

1 Propagazione delle onde radio

1.1 Propagazione delle onde corte

Dobbiamo alla ionosfera, che trasmette le onde radio, ed in particolare quelle nel campo delle onde corte (OC), la possibilità di trasmettere informazioni sulle lunghe distanze.
La relazione fra la propagazione ionosferica e la frequenza nella gamma delle OC è stata scoperta per la prima volta da alcuni radioamatori, a cui a quei tempi (1914) era stato concesso, perché giudicato inutilizzabile, il campo delle frequenze sopra 1,5 MHz. I successi iniziali – il 27 novembre del 1923 fu realizzata la prima comunicazione bilaterale attraverso l'Atlantico ad una lunghezza d'onda λ di 110 m – cui seguì negli anni successivi un vivace scambio di comunicazioni radio fra amatori inglesi e nordamericani, misero ben presto in luce l'applicabilità di questo campo di frequenze. L'esistenza della ionosfera venne dimostrata solo tra il 1924 e il 1925 da parte di Appleton e Barnett. Da quella data ebbe inizio l'impiego commerciale della radio ad OC che ha raggiunto il suo culmine, per quanto riguarda offerta di programmi e potenza dei trasmettitori, ai giorni nostri.

1.1.1 La struttura della ionosfera

Per poter ben comprendere come avviene la propagazione ionosferica, che risulta influenzata da molti fattori, è necessario conoscerne bene la struttura.
L'*atmosfera*, la coltre protettiva che circonda la terra, non si presenta affatto come un mezzo omogeneo. Essa si divide in tre strati nettamente distinti fra loro (fig. 1.1). Lo strato più vicino alla ter-

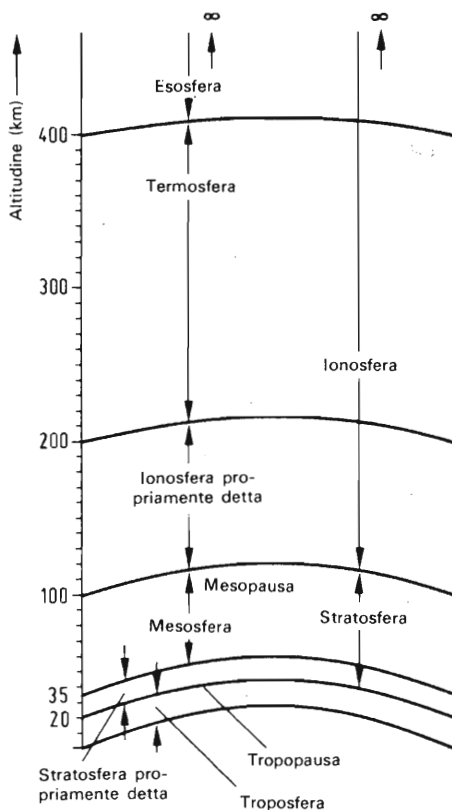



Fig. 1.1 Struttura dell'atmosfera.

ra, la *troposfera*, raggiunge ai poli un'altezza di circa 8 km, ed all'equatore di circa 20 km. La troposfera costituisce lo spazio in cui, per la presenza di ossigeno (21%, oltre ad azoto, 78%, anidride carbonica e vapore acqueo), è in genere possibile la vita. Tutti i processi che determinano il nostro tempo meteorologico si svolgono nella troposfera; questa è limitata superiormente dalla tropopausa.

Sopra questa si colloca la *stratosfera*, che raggiunge un'altezza di

60-100 km. Essa si divide nella stratosfera propriamente detta, libera da venti e nubi (20-35 km), e nella mesosfera (35-100 km). Nella mesosfera, e particolarmente ad altezze fra 40 e 60 km, le radiazioni ultraviolette del sole, mediante processi fotochimici, provocano la formazione di ozono. Questo ozono si raccoglie ad un'altezza di circa 50 km, ed impedisce una penetrazione eccessiva della radiazione ultravioletta. La mesopausa costituisce la zona di transizione al terzo strato che circonda la terra, la ionosfera; nella mesopausa si svolgono processi di importanza geofisica, ad esempio le aurore boreali. La *ionosfera*, terzo strato, che interessa la propagazione delle onde elettromagnetiche, si divide in ionosfera propriamente detta (100-200 km), in termosfera (200-400 km) ed in esosfera, che si estende sino allo spazio planetario.

Come dice già il nome, i processi che avvengono nella ionosfera sono causati dalla ionizzazione delle residue molecole di gas presenti. La ionizzazione dell'azoto e dell'ozono è provocata dalle *radiazioni* UV *e corpuscolari* emesse dal sole. Viene provocata la scissione diretta di elettroni da atomi neutri, o dopo la scissione delle molecole di gas in atomi neutri. Il numero di molecole di gas presenti varia in corrispondenza alle diverse altezze. Alle altitudini elevate la materia risulta così "sottile" come nel vuoto spinto. In tali zone è assai basso il numero di ioni ed elettroni formati per azione delle radiazioni UV e corpuscolari.

Ad altezze moderate il numero delle molecole gassose invece risulta così elevato che, con la scomparsa delle radiazioni che la provocano (ossia durante la notte), la ionizzazione subisce un progressivo regresso per effetto della *ricombinazione* degli ioni positivi e negativi.

Fra queste due zone limite, l'inferiore posta fra 70 e 80 km, la superiore fra 400 e 420 km, è situata la parte della ionosfera dotata della massima conducibilità. Questa zona si divide sostanzialmente in quattro strati di altezza diversa e di diversa intensità (fig. 1.2). Lo strato inferiore, *strato D* (70-90 km) possiede la più

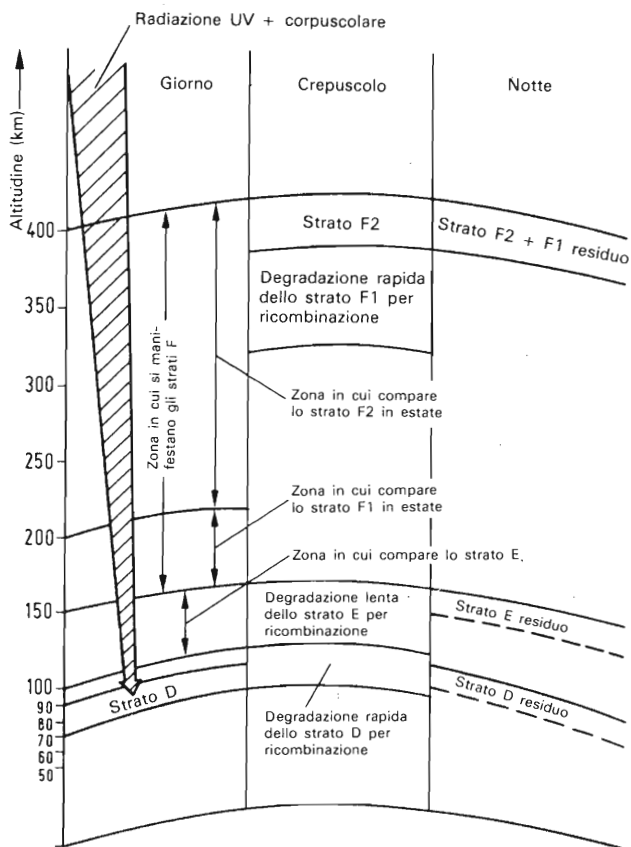



Fig. 1.2 Struttura della ionosfera.

bassa densità di ioni ($10^3/cm^3$), ed è presente solo di giorno. Eccezion fatta per un certo effetto di assorbimento, esso non riveste interesse per la propagazione delle OC. Lo *strato E* (detto pure strato di Kenelly-Heaviside; 90-150 km) segue immediatamente lo strato D. In media possiede una densità di ioni 100 volte superiore ($10^5/cm^3$) allo strato D.

Anche qui la densità degli ioni dipende prevalentemente dalle condizioni del sole. Lo *strato F1* (160-200 km) possiede rispetto allo strato D una densità di ioni di 2-300 volte superiore (2-3 × 10^5/cm^3). Esso si forma solo durante l'estate. Lo *strato F2* (200-400 km) possiede la massima densità di ioni (10^6/cm^3), ed è presente sia di giorno che durante la notte. Di notte gli strati F1 ed F2 scendono all'altezza dello strato F2.
La formazione dei vari strati si spiega per il fatto che l'aria atmosferica sin negli strati più alti è composta di ossigeno ed azoto, e che ad altezze di circa 80 km (secondo le considerazioni dell'americano Grimminger nel suo modello dell'atmosfera) le molecole di ozono (O_3) per effetto fotoelettrico si scindono in atomi di ossigeno, mentre ad altezze di 300-400 km anche le molecole di azoto (N_2) si scindono in atomi (si *dissociano*). I gas leggeri come l'elio e l'idrogeno, che secondo questo modello possono essere presenti sino ad altezze di 10 000 km, diffondono da lì nello spazio. Ne consegue che a motivo della diversa costituzione chimica e delle corrispondenti diverse proprietà elettriche, i vari strati vengono ionizzati dall'azione di differenti tipi di radiazioni (ad es. lo strato F2 sotto l'azione delle radiazioni ultraviolette). La formazione dei vari singoli strati si può pensare avvenga nel modo in seguito descritto.
Il grado di ionizzazione dipende da due fattori: dal numero di molecole e di atomi presenti, che possono venire ionizzati; e dall'energia della radiazione ionizzante (ad es. la radiazione ultravioletta). Dato che a grandi altitudini sono presenti solo poche particelle ionizzabili, la ionizzazione aumenterà avvicinandosi progressivamente alla terra, ossia coll'aumento del numero di particelle ionizzabili. Ma dato altresì che l'energia della radiazione ionizzante diminuisce con ogni processo di ionizzazione, avvicinandosi alla terra diminuirà pure la ionizzazione. La fig. 1.3 ci mostra l'andamento del grado di ionizzazione in funzione dell'altezza, come somma dell'effetto dei due citati fattori. In corrispondenza al massimo si ha la formazione dello strato.

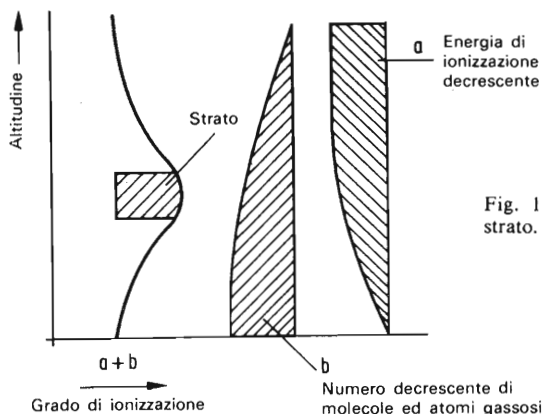



Fig. 1.3 Formazione di uno strato.

1.1.2 Irradiazione dell'antenna

Il punto di generazione di un'onda elettromagnetica è di regola un circuito oscillante od un cristallo di quarzo. Le dimensioni di questi determinano la frequenza (lunghezza d'onda) [1] dell'onda, che nel trasmettitore viene modulata, amplificata e inviata tramite adatti collegamenti all'antenna (fig. 1.4). L'antenna costituisce l'anello di congiunzione fra l'onda presente nei circuiti e nei collegamenti e l'onda elettromagnetica libera irradiata. Il suo funzionamento può essere descritto nel modo seguente (fig. 1.5).

Nei conduttori che partono dal trasmettitore si formano campi elettrici e magnetici alternativi (fig. 1.5b), anche quando le linee relative vengono piegate. I campi si generano nello spazio libero e per induzione formano altri campi nello spazio. L'onda elettro-

---

[1] La caratteristica oggi più impiegata per definire un'onda elettrica è la sua frequenza = numero di oscillazioni al secondo; l'unità di misura è l'hertz (Hz = 1/s). La lunghezza d'onda $\lambda = c/f$ si ricava (in m) dividendo la velocità delle onde elettromagnetiche, eguale alla velocità della luce nel vuoto, $c_0 = 2{,}99 \times 10^8$ m/s, per la frequenza.

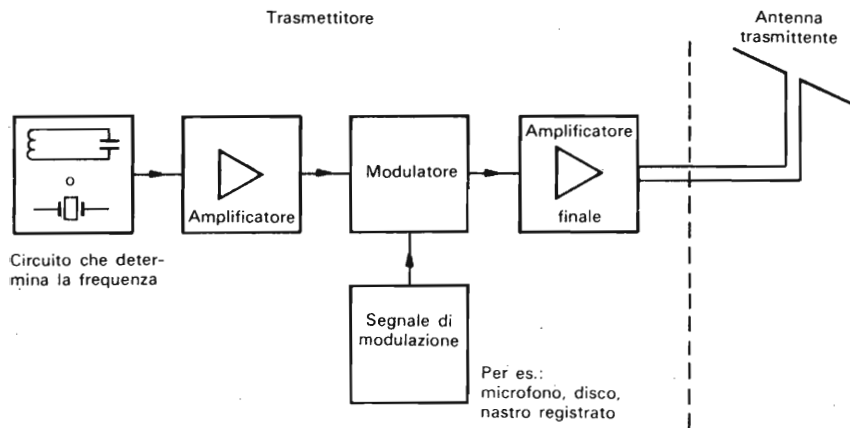



Fig. 1.4 Schema a blocchi di un impianto trasmettitore.

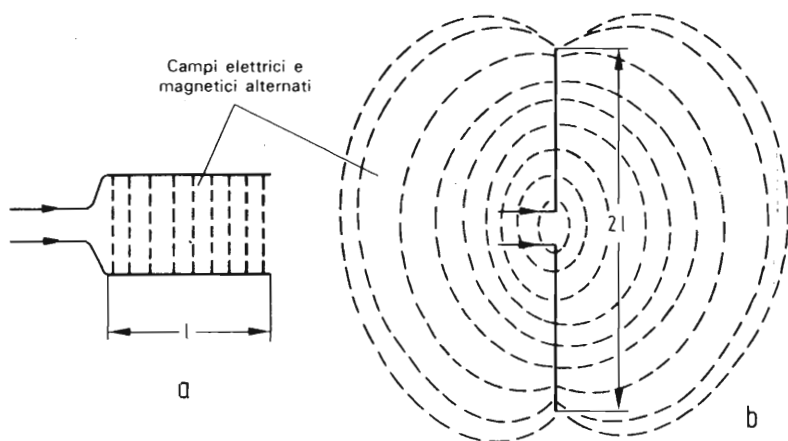



Fig. 1.5 Irradiazione da un'antenna.

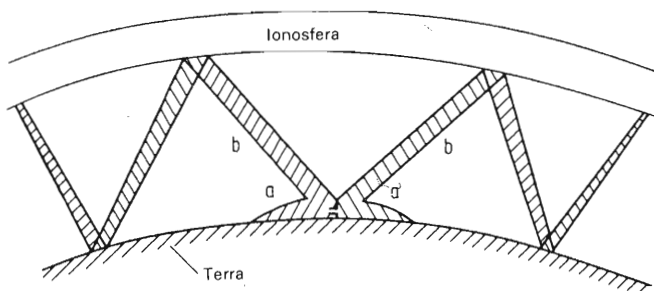



Fig. 1.6 Andamento dell'intensità di campo attorno ad un'antenna per OC.

magnetica si è liberata dal conduttore, e si propaga con la velocità della luce. Un importante ruolo nella propagazione dell'onda è svolto dalla sua polarizzazione. Per *polarizzazione* si intende la direzione in cui è posto il campo elettrico in riferimento alla superficie della terra. Se esso è normale (perpendicolare) alla superficie terrestre si parla di polarizzazione verticale; se risulta parallelo ad essa l'onda si dice a polarizzazione orizzontale.
Se consideriamo l'andamento dell'intensità del campo dell'onda ad una grande distanza dall'antenna, si osserva una distribuzione come in fig. 1.6. Il fronte a dell'onda, che si propaga lungo il terreno, si attenua rapidamente. Il fronte b dell'onda, invece, attraversa senza diminuzione d'intensità di campo lo spazio libero sino alla ionosfera, e viene da questa riflesso. Corrispondentemente al loro modo di propagarsi definiamo i fronti a e b rispettivamente *onda terrestre* ed *onda spaziale.*

1.1.3 Propagazione dell'onda terrestre

L'onda terrestre si propaga lungo la superficie della terra seguendone la curvatura. La sua attenuazione è funzione della frequenza e delle caratteristiche del terreno, come mostrato in fig. 1.7. L'onda terrestre genera nel terreno, come in un qualsiasi condut-

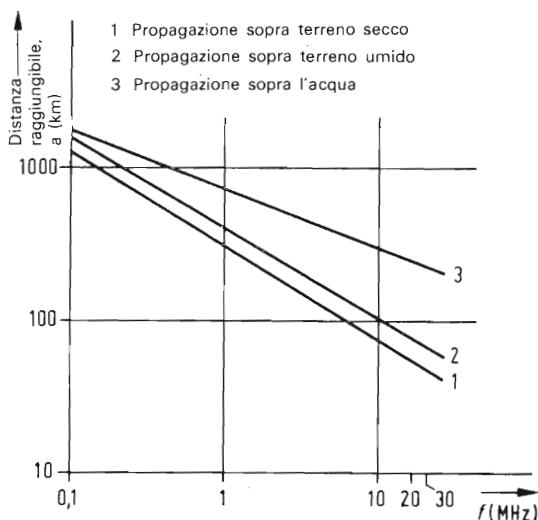



Fig. 1.7 Propagazione dell'onda terrestre.

tore, una tensione, e corrispondentemente scorre una corrente la cui intensità dipende dalla conducibilità del terreno. Il fatto che l'attenuazione cresca con la frequenza si spiega con le correnti indotte disperse. Perciò l'onda terrestre nel campo delle onde ultracorte, OUC, e frequenze superiori scompare già a brevi distanze dall'antenna. Viceversa, l'onda terrestre delle onde ultralunghe, con lunghezze d'onda di qualche migliaio di metri, viene così poco attenuata che può estendersi lungo tutto il globo terrestre.

Le perdite per attenuazione nella propagazione di un'onda terrestre sono circa le stesse ad ogni ora del giorno o tempo dell'anno e per tutte le condizioni meteorologiche. La distanza che essa può raggiungere è quindi molto costante nel tempo.
La propagazione delle onde terrestri non risulta interessante nel campo delle OC, eccezion fatta per alcuni impieghi militari.

1.1.4 Propagazione dell'onda spaziale

Per onda spaziale s'intende quella parte dell'onda elettromagnetica irradiata dall'antenna che viene riflessa dalla ionosfera.
Gli strati riflettenti della ionosfera non hanno caratteristiche costanti. Essi variano di altezza, di grado di ionizzazione e di intensità per effetto delle radiazioni solari, non solo con l'alternarsi del giorno e della notte e delle stagioni, ma anche in dipendenza del ciclo undecennale delle macchie solari. Questa moltitudine di fattori influenti lascia comprendere come la propagazione dell'onda spaziale sia meno costante dell'onda di terra. Le previsioni circa la propagazione sono rese ancor più difficili per il fatto che essa dipende pure dall'angolo d'incidenza dell'onda spaziale riflessa, dalla sua frequenza e dal grado di ionizzazione dello strato riflettente.
Seguiamo l'onda irradiata dall'antenna nel suo cammino sino al ricevitore. Le antenne trasmittenti impiegate normalmente, sono costruite in modo da escludere quasi del tutto l'onda terrestre. Tutta l'energia trasmessa viene inoltre irradiata in una direzione preferenziale (fig. 1.8).
Le antenne direzionali che si impiegano sono caratterizzate dal

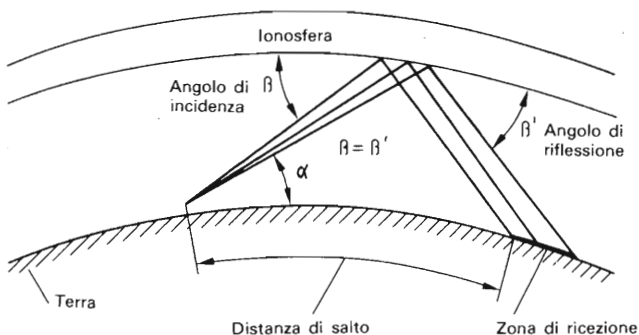



Fig. 1.8 Propagazione dell'onda spaziale.

loro diagramma di radiazione verticale ed orizzontale. La trasmissione viene effettuata sotto un determinato angolo di ascensione (angolo α in fig. 1.8), che, per una data frequenza fissa, è costante. Il fronte d'onda incontra sotto questo angolo uno strato riflettente della ionosfera, ed il suo ulteriore percorso può assumere forme diverse:

- nel caso ideale, viene riflesso seguendo le leggi dell'ottica, angolo di riflessione eguale all'angolo di incidenza, e raggiunge nuovamente la superficie terrestre, ad una distanza cosiddetta di salto (v. fig. 1.8);
- oppure l'onda può venire deviata, con angolo di riflessione ed angolo d'incidenza non più eguali;
- c'è inoltre la possibilità che l'onda penetri in uno strato ionizzato e ne emerga in una data posizione con un dato angolo (fig. 1.9);
- infine può anche succedere che l'onda non subisca la riflessione e, dopo alcune deviazioni più o meno forti, oltrepassi lo strato ionizzato (fig. 1.9b). Se in questo caso si provvede a diminuire la frequenza dell'onda emessa finché interviene la riflessione, si è determinata la frequenza limite dello strato corrispondente. La frequenza limite risulta tanto più alta, quanto maggiore è il grado di ionizzazione dello strato.

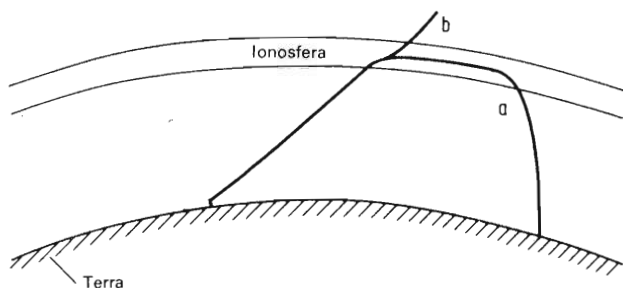



Fig. 1.9 Le varie vie di propagazione possibili.

La *riflessione* può essere spiegata osservando che lo strato ionizzato funziona come uno specchio per le onde. Anche le deviazioni si possono spiegare in base alle leggi dell'ottica. Come i raggi di luce vengono deviati quando passano da un mezzo otticamente più denso ad uno meno denso (cioè rifrangente), così accade per le radiazioni elettromagnetiche. La deviazione in questo caso si ha per il passaggio da un mezzo dotato di maggiore ad uno di minore conducibilità, e viceversa. L'angolo di deviazione dipende dalla differenza fra le conducibilità. Se questa è piccola può accadere, come si è già ricordato, che l'onda attraversi lo strato e pervenga nello spazio esterno, propagandosi poi teoricamente a distanze infinite.

Alla stazione trasmittente si farà in modo, con opportuna variazione della frequenza e dell'angolo di ascensione, che l'onda venga riflessa.

Anche la scelta della frequenza è importante per il comportamento delle onde elettromagnetiche nella riflessione e nella deviazione.

Resta valido il confronto con l'ottica: analogamente al modo in cui le diverse lunghezze d'onda della luce bianca vengono disperse in modo diverso attraverso un prisma, le frequenze elettromagnetiche più alte vengono deviate meno di quelle più basse. Ossia, l'angolo totale di deviazione che forma l'onda spaziale incontrando uno strato ionizzato, è la risultante dell'angolo di incidenza e dell'angolo che dipende dalla frequenza. Su quale strato l'onda spaziale subirà la riflessione dipenderà dalla frequenza usata e dall'ora del giorno. Lo strato D, per il suo grado di ionizzazione normalmente basso, non è idoneo a fungere da specchio riflettente. Esso viene attraversato, ed attenua l'onda spaziale, moderatamente di giorno e debolmente di notte.

Durante il giorno le riflessioni avvengono soprattutto negli strati E ed F1, che risultano sufficientemente ionizzati. Durante le ore notturne invece, quando la ionizzazione negli strati inferiori diminuisce per effetto della ricombinazione, la riflessione ha luogo ad

altitudini più grandi, nello strato F2. La ionizzazione di questo strato si mantiene anche durante le ore della notte, a motivo della sua bassa densità e della conseguente minor ricombinazione. Quanto più alto si trova lo strato riflettente, tanto maggiore risulta la distanza di salto ottenibile. Quando l'onda spaziale dopo riflessione nella ionosfera raggiunge la terra, subisce anche qui una analoga riflessione. Si hanno delle perdite di energia, che dipendono dalle proprietà del terreno dove avviene la riflessione. Tali perdite dipendono dal fatto che una parte dell'onda spaziale penetra nel terreno.

Con una scelta opportuna della frequenza si cerca di far pervenire l'onda spaziale sino alla zona di ricezione prevista col minimo di salti, per ridurre le perdite di energia per riflessione sulla superficie terrestre.

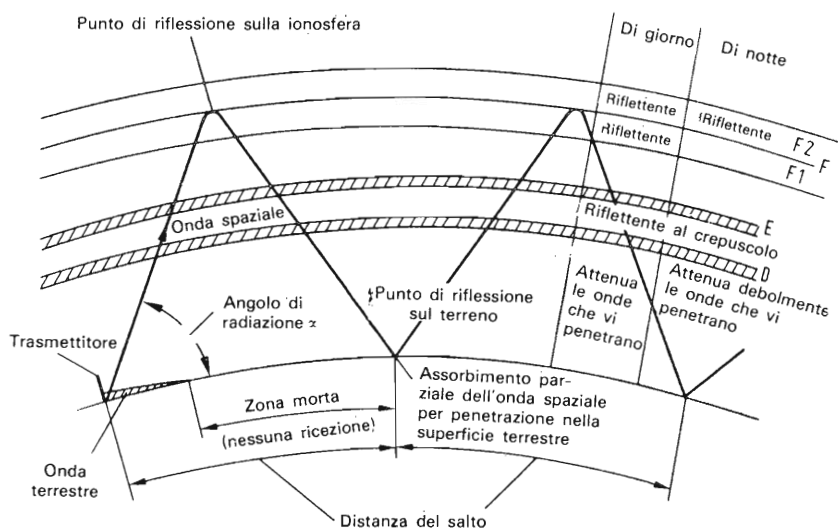



Fig. 1.10 Propagazione ionosferica.

In fig. 1.10 sono illustrati ancora una volta in via di riepilogo tutti i concetti relativi alla propagazione dell'onda spaziale.

1.1.5 Effetto delle condizioni di propagazione sulla ricezione delle onde corte

Nel luogo di ricezione dobbiamo far fronte a tutti gli effetti della propagazione ionosferica delle OC.
Dato che il grado di ionizzazione dello strato riflettente interessato è fluttuante, l'onda spaziale incide con vari angoli e con intensità di campo variabile. Questa *evanescenza (fading)* può essere pure provocata da una propagazione su percorsi diversi (fig. 1.11). A seconda della differenza di fase fra i due percorsi d'onda a e b l'intensità di campo risultante nel luogo di ricezione può essere la loro somma, oppure esse si possono in tutto od in parte annullare a vicenda.
Se nella riflessione la banda di frequenze trasmessa non viene trattata in modo omogeneo, all'atto della ricezione si avranno interruzioni o passaggi inintelligibili, specie quando viene influenzata la frequenza della portante (la "portante", in breve): si parla in tal caso di *fading selettivo.*
Nella tecnica si conoscono misure per contrastare le evanescenze ed il fading selettivo.

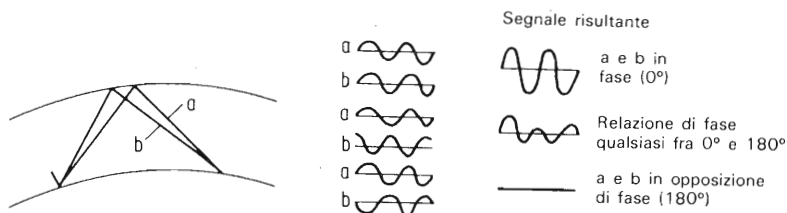



Fig. 1.11 Il fenomeno di evanescenza.

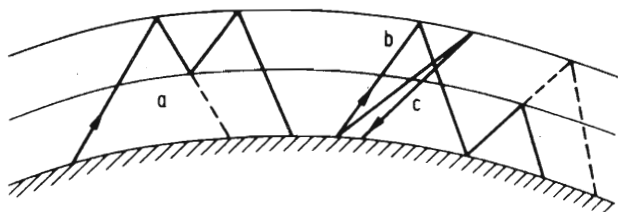



Fig. 1.12 Propagazione irregolare dell'onda spaziale.

Il fading viene compensato usando antenne antifading e, nel ricevitore, introducendo il controllo automatico di guadagno (CAG). Il *fading selettivo* viene compensato con l'adozione del sistema a banda laterale unica. In questo tipo di trasmissione la portante non viene trasmessa, ma viene bensì reinserita nel sistema di demodulazione del ricevitore, con ampiezza costante e con l'appropriata differenza di fase. Se la ricezione risulta comunque impossibile, può significare che l'onda spaziale ha seguito un percorso anormale. Si veda qualche esempio in fig. 1.12.
Vi è la possibilità che l'onda spaziale durante il suo percorso di riflessione verso la terra subisca un'ulteriore riflessione ad opera di uno strato inferiore (fig. 1.12a). Altra possibilità è mostrata in fig. 1.12b. In entrambi i casi la zona di ricezione prevista (tratteggiata) non viene raggiunta.
Altro caso possibile si presenta sotto forma del cosiddetto *backscatter*, mostrato in fig. 1.12c.
Anomalie di questo tipo sono per lo più di breve durata, ed attribuibili a fluttuazioni del grado di ionizzazione degli strati interessati.

1.1.6 La propagazione nelle diverse bande di frequenza

Per normativa internazionale il campo delle onde corte (da 1,5 a 40 MHz) è stato suddiviso in bande destinate alla radiodiffusione

ed agli amatori. Vi sono pure frequenze speciali o bande destinate a determinati servizi.
Le bande destinate alla radiodiffusione circolare sono le seguenti:

Banda	120 m	da	2300	a	2495	kHz
Banda	90 m	da	3200	a	3400	kHz
Banda	75 m	da	3900	a	4000	kHz
Banda	60 m	da	4750	a	5060	kHz
Banda	49 m	da	5950	a	6200	kHz
Banda	41 m	da	7100	a	7300	kHz
Banda	31 m	da	9500	a	9775	kHz
Banda	25 m	da	11700	a	11975	kHz
Banda	19 m	da	15100	a	15450	kHz
Banda	16 m	da	17700	a	17900	kHz
Banda	13 m	da	21450	a	21750	kHz
Banda	11 m	da	25600	a	26100	kHz

In via preliminare, osserviamo che le bande a frequenza più alta (>15 MHz) sono idonee per le distanze maggiori, fra 2000 e 9000 km. Per le comunicazioni a brevi distanze, durante il giorno, e per distanze da medie ad alte nelle ore notturne sono invece idonee le frequenze minori di 15 MHz.

Banda 11 m

Questa banda, normalmente adatta per comunicazioni lontane sulle distanze di 2000-10 000 km, attualmente (1978/79) a causa della scarsa attività delle macchie solari risulta buona solo durante le ore diurne per il DX. La ricezione migliore si ha a metà giornata in autunno inoltrato, in inverno ed all'inizio della primavera. Sono ricevuti meglio i trasmettitori che irradiano in direzione Sud-Nord, rispetto a quelli Est-Ovest.

Banda 13 m

Caratteristica banda di comunicazioni a lunga distanza per trasmissioni da tutte le parti del mondo. Ciò vale durante il giorno, oppure per luce del giorno ad un capo del cammino di propagazione e crepuscolo all'altro, in autunno, inverno e primavera. Nei mesi estivi le distanze raggiunte si riducono a circa 1000 km.

Banda 16 m

Anche questa banda è particolarmente adatta a comunicazioni a lunga distanza per trasmissioni da tutte le parti del globo. La ricezione è buona per tutto l'anno durante le ore di piena luce diurna, ed in primavera ed estate anche durante le prime ore serali. In tali occasioni si ricevono anche stazioni distanti da 800 a 2000 km.

Banda 19 m

Banda per comunicazioni a media e lunga distanza su percorsi da 100 a 1000 km. Buona ricezione lungo tutto l'anno, dalla mattina presto sino a tarda sera.
In primavera ed in estate buona propagazione anche nelle ore notturne. Le comunicazioni raggiungono le massime distanze poco dopo il sorgere del sole, a pomeriggio inoltrato e nelle prime ore della sera.

Banda 25 m

Banda adatta per comunicazioni a media distanza tutto l'anno, nelle ore di piena luce, fra 1250 e 3750 km. Si possono ascoltare stazioni distanti anche varie migliaia di km poco dopo l'alba nonché nel tardo pomeriggio e nelle prime ore della sera. Durante l'estate si ricevono stazioni da medie e lunghe distanze anche durante la notte.

Banda 31 m

Banda idonea tutto l'anno per comunicazioni durante il giorno su distanze brevi-medie (850-2500 km). Possibilità di comunicazioni a lunga distanza poco dopo l'alba, e durante le prime ore serali. Durante l'estate si possono ricevere stazioni distanti di tutto il mondo nelle ore notturne; lo stesso vale per l'inverno, limitatamente però alle stazioni di paesi tropicali.

Bande 41 e 49 m

Bande particolarmente adatte alla ricezione sulle brevi distanze sino a 1700 km, durante il giorno e nelle ore serali.
In inverno, autunno e primavera, grazie ai minori disturbi atmosferici, si hanno buone comunicazioni su distanze medie-lunghe, dalle ore che precedono il tramonto sino a poco dopo l'alba. A primavera inoltrata e nei mesi estivi le comunicazioni a lunga distanza sono ridotte a causa dei forti disturbi atmosferici. La banda dei 49 m è la più bassa fra le bande assegnate su scala internazionale: grazie alle buone caratteristiche di propagazione risulta particolarmente affollata.

Bande 60, 90 e 120 m

Queste bande sono impiegate dai paesi tropicali (bande tropicali). A causa delle relative basse frequenze sono bande tipiche per comunicazioni su brevi distanze. Dopo il tramonto del sole e nelle ore notturne si raggiungono distanze di qualche centinaio di km, e trasmettitori particolarmente potenti raggiungono il migliaio di km.
La tabella che segue riassume, per le varie bande ad OC, i tempi più idonei per la loro ricezione in Europa.

Periodo della giornata	Trasmittenti da						
	Europa	America		Africa	Asia		Australia
		Nord	Sud		Sud	Est	
D'estate:							
al mattino	41 m	31 m	31 m	19 m	16 m	19 m	25 m
nelle ore centrali	31 m	25 m	19 m	16 m	16 m	19 m	16 m
di sera e di notte	41 m	25 m	16 m	19 m	19 m	19 m	16 m
D'inverno:							
al mattino	31 m	49 m	31 m	16 m	13 m	19 m	13 m
nelle ore centrali	25 m	13 m	11 m	13 m	25 m	41 m	16 m
di sera e di notte	49 m	31 m	31 m	41 m	41 m	49 m	25 m
In primavera e d'autunno:							
al mattino	41 m	31 m	31 m	19 m	19 m	19 m	16 m
nelle ore centrali	25 m	16 m	13 m	16 m	16 m	25 m	16 m
di sera e di notte	41 m	25 m	25 m	25 m	25 m	31 m	25 m

1.1.7 Disturbi particolari nella propagazione delle OC

La propagazione delle onde corte dipende dallo stato della ionosfera, ossia dalla posizione e dal grado di ionizzazione degli strati riflettenti. Questi a loro volta dipendono dall'attività del sole. Le *attività del sole*, che provengono dalla cromosfera, dalla fotosfera e dalla corona solare, influiscono direttamente con le radiazioni UV e corpuscolari sul grado di ionizzazione. Per effetto dell'alternanza fra giorno e notte, ossia della presenza o meno dell'azione del sole, la ionosfera costituisce un mezzo di trasmissione

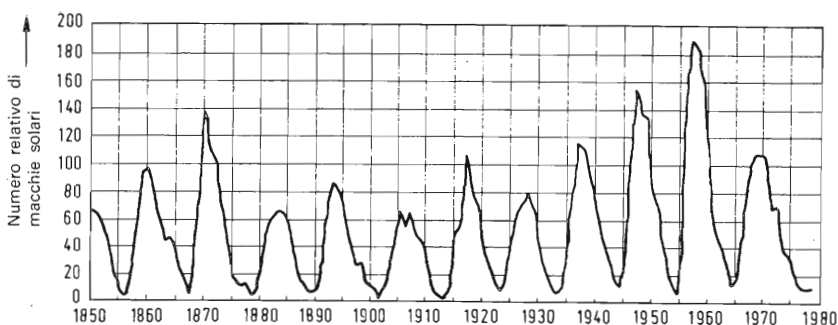



Fig. 1.13 Numerosità relativa delle macchie solari dal 1850.

i cui parametri variano continuamente. A ciò si aggiungono gli effetti dovuti al già citato *ciclo delle macchie solari* (fig. 1.13). L'esperienza ha mostrato che con l'aumento della comparsa delle macchie solari si provoca un aumento del grado di ionizzazione; e questo a sua volta porta ad un innalzamento della frequenza limite dei vari strati: le bande a frequenza più alta (11, 13, 16 e 19 m) si "aprono". In corrispondenza al minimo di macchie solari il grado di ionizzazione diminuisce, e le bande di frequenza elevata non sono più usabili, ed in genere le comunicazioni su lunga distanza su tutte le frequenze sono difficoltose. Il sole è pure la causa dell'*effetto Mögel-Dellinger*, un disturbo della ionizzazione. Le eruzioni provenienti dalle zone vicine alle macchie solari unitamente all'emissione di un largo spettro di radiazioni elettromagnetiche provocano un forte aumento della ionizzazione di tutti gli strati sottoposti alla luce diurna. Lo strato D viene ionizzato a tal punto da riflettere anche le frequenze elevate. Le distanze di salto si accorciano e le comunicazioni a lunga distanza divengono impossibili a causa della mancata trasparenza dello strato D. L'effetto Mögel-Dellinger si manifesta in genere con un imprevisto miglioramento delle condizioni di propagazione su tutte le bande, e può durare da qualche minuto ad alcune ore.

Anche la già citata radiazione corpuscolare, se subisce un incremento, può causare uno spostamento della ionizzazione e delle frequenze limite. Ciò può accadere in particolare nelle zone in cui si manifestano le aurore boreali. I disturbi provocati dalle radiazioni corpuscolari, a causa della bassa velocità di propagazione di queste radiazioni e dell'effetto del campo magnetico terrestre, possono presentarsi anche nelle zone notturne.
L'*effetto Lussemburgo* viene spesso citato in connessione alla propagazione delle OC: tuttavia viene osservato solo per le frequenze più basse. Si riferisce alla modulazione incrociata ionosferica fra trasmittenti di forte potenza.

1.2 Propagazione delle onde medie

Nella propagazione delle onde medie si deve distinguere nettamente fra propagazione diurna e notturna. Durante il corso del giorno si riceve solo l'onda terrestre, per cui si ascoltano solo poche stazioni. Di notte si ha pure la ricezione dell'onda spaziale, spesso da distanze di qualche migliaio di km. Nella zona in cui giungono sia l'onda terrestre che quella spaziale, detta zona di "flatter", si manifestano forti fenomeni di evanescenza.

1.3 Propagazione delle onde lunghe

Queste onde si propagano esclusivamente per onda terrestre, con condizioni di propagazione eguali fra giorno e notte.

2 Ricevitori per onde corte

2.1 Ricevitori ad amplificazione diretta

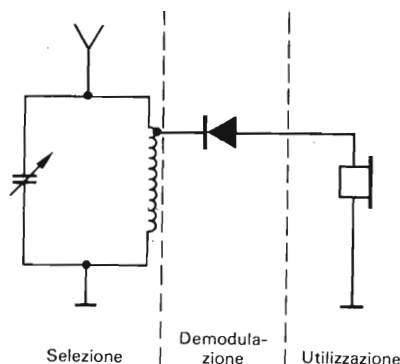
Costituiscono la forma più semplice di ricevitore per le onde elettromagnetiche.
Partendo dal ricevitore a diodo rivelatore, che funziona senza elementi attivi e senza necessità di alimentazione, con l'aggiunta di amplificatori ad alta frequenza (HF) o bassa frequenza (LF) si giunge al ricevitore ad amplificazione diretta.
Il rivelatore consente di illustrare e chiarire tre fra i principali compiti che devono essere svolti da un ricevitore a HF:

1. Fra la moltitudine di tensioni a HF presenti in antenna deve selezionare quella stazione i cui segnali devono essere elaborati, ossia che si vuole ascoltare.
2. Deve estrarre (demodulare) l'informazione contenuta nella tensione a HF.
3. L'informazione deve essere resa in forma usabile, cioè ascoltabile.

La fig. 2.1 illustra un ricevitore a diodo rivelatore ed i compiti svolti dai diversi componenti.
Il circuito risonante in parallelo svolge il compito della *selezione.*
La frequenza è funzione dell'induttanza L e della capacità C:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \times C}}$$

Rendendo C variabile (condensatore variabile) si può variare, entro determinati limiti, la frequenza di risonanza (ossia la fre-

Fig. 2.1 Ricevitore a rivelatore semplice.

quenza alla quale il circuito oscillante diviene risonante e fornisce la massima tensione) (vedi fig. 2.2).

Con le lamine tutte inserite (capacità massima) il circuito oscillante possiede la frequenza di risonanza minima, f_{min}; con le lamine tutte fuori la frequenza massima, f_{max}. Poiché il condensatore può essere variato in modo continuo, si possono sintonizzare

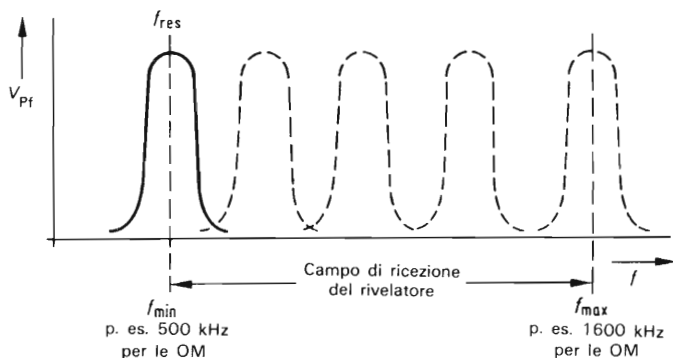



Fig. 2.2 Curva di risonanza e campo di ricezione del ricevitore a rivelatore semplice.

tutte le frequenze fra f_{min} e f_{max}. Non si sono tuttavia ancora realizzate tutte le condizioni per selezionare fra tutte le tensioni fornite dall'antenna la *singola* che interessa. Il circuito oscillante infatti possiede una determinata banda passante (larghezza di banda), e così può succedere che vengano contemporaneamente ricevute 3 o 4 stazioni. La *larghezza di banda* del circuito oscillante dipende dal suo fattore di merito, ossia dalla componente resistiva della sua induttanza e capacità, e dal rapporto L/C. Tanto minore risulta la componente resistiva citata, tanto maggiore il fattore di merito e tanto più stretta la banda passante b.

$$b = \frac{f_{ris}}{Q}$$

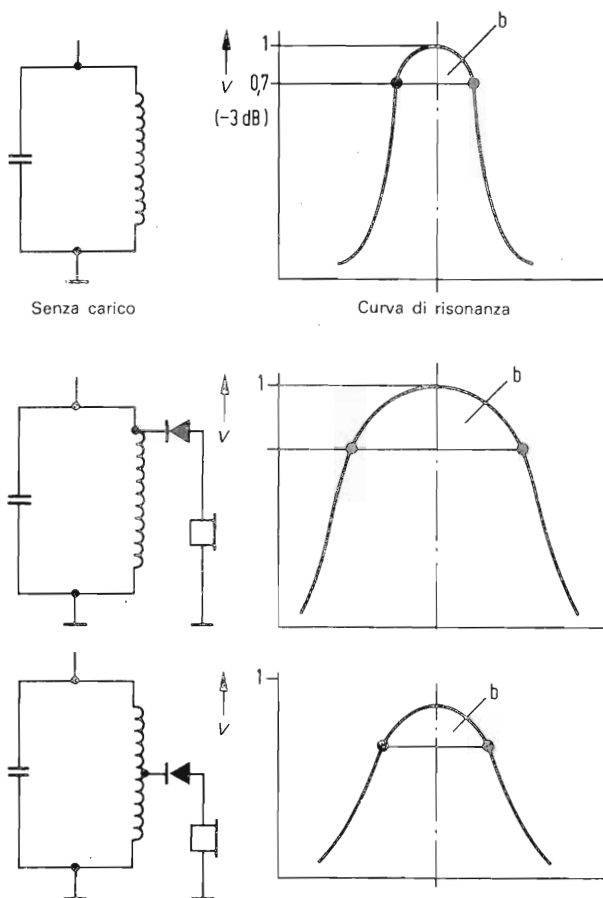
Il rapporto L/C entra come segue nella formula per il fattore di merito:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Dato che la resistenza ohmica non si può trascurare in questo caso (può essere ad es. quella della bobina), la larghezza di banda del circuito assume in pratica un valore superiore a quello calcolato. Nel campo delle OC, per un fattore di merito di 100 (buono) si ottengono i seguenti valori:

f = 5 MHz b = 50 kHz
f = 15 MHz b = 150 kHz
f = 30 MHz b = 300 kHz

Se si volesse ricevere l'intera gamma delle onde corte con un singolo circuito oscillante, bisognerebbe tener conto di questo incremento proporzionale della larghezza di banda al crescere delle frequenza di risonanza. Non sarebbe perciò possibile un ascolto in condizioni accettabili, aggiungendo pure il fatto che il fattore di

Fig. 2.3 Dipendenza della curva di risonanza dallo smorzamento (carico).

merito risulta ulteriormente peggiorato dal collegamento agli altri componenti, il diodo e l'auricolare. Il diodo e la cuffia, infatti, posseggono una resistenza ohmica che smorza ulteriormente il circuito oscillante; l'entità di questo smorzamento dipende dal grado di accoppiamento, come mostrato in fig. 2.3.

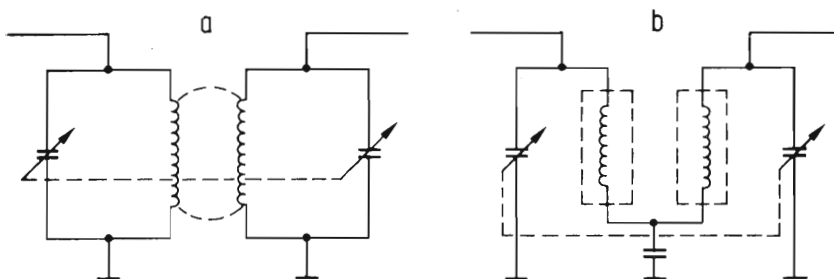



Fig. 2.4 Filtro di banda.

Se si desidera ottenere una banda passante stretta, ciò risulta possibile solo disponendo uno dopo l'altro diversi circuiti oscillanti. La fig. 2.4 mostra un circuito di questo tipo, un *filtro di banda* a 2 circuiti oscillanti. Come dice già il nome, è un'intera banda che viene filtrata, ed in modo decisamente migliore che con un solo circuito risonante. I filtri di banda risultano superiori al singolo circuito oscillante per la selezione di stazioni vicine, ma anch'essi soffrono dell'inconveniente dell'aumento della lunghezza di banda col crescere della frequenza di risonanza. Un rimedio può essere fornito da un accoppiamento fra i due circuiti, variabile in funzione della frequenza (fig. 2.4b).

Nei filtri di banda è l'accoppiamento reciproco fra i due circuiti a determinare la larghezza di banda. L'accoppiamento può essere variato, ad esempio come nel caso di fig. 2.4a di accoppiamento induttivo, modificando la distanza fra le due bobine.

Ora il nostro ricevitore, purché si sia assicurata una larghezza di banda sufficientemente ristretta, soddisfa già uno dei requisiti fondamentali richiesti.

Passiamo alla *rivelazione* o *demodulazione*: essa deve provvedere a separare nuovamente fra loro l'informazione e la sua portante. Nel caso di trasmissioni del tipo A2 ed A3 ciò si può realizzare nel modo più semplice con un raddrizzatore a diodo (demodulatore ad inviluppo).

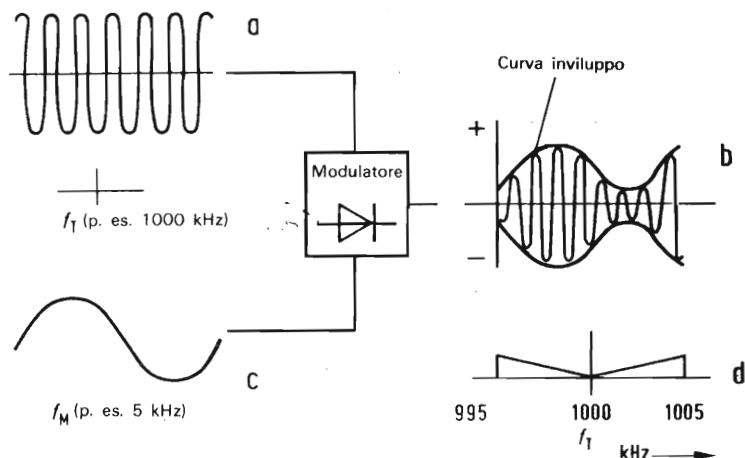



Fig. 2.5 Modulazione A3.

La fig. 2.5 illustra una portante a che in b viene modulata con un segnale a LF c. Si tratta di modulazione d'ampiezza, col che s'intende che l'ampiezza della portante varia in relazione al segnale modulante, nel nostro caso un segnale a LF.
Se, per esempio, la frequenza della portante è di 1000 kHz e la frequenza modulante non supera $f_M = 5$ kHz, all'uscita del modulatore ricaviamo una banda di frequenze che si estende da 995 a 1005 kHz, fig. 2.5d. Al di sopra ed al di sotto della portante compare una banda la cui larghezza raggiunge quella della massima frequenza di modulazione: si parla di trasmissione a doppia banda laterale.
Ma torniamo al nostro ricevitore.
Il segnale che dall'antenna tramite il filtro di banda giunge al raddrizzatore a diodo ha la forma di fig. 2.5c; consta della portante e di due bande laterali. Costituisce quindi una tensione alternata ad alta frequenza, che non è in grado di essere seguita dalla membrana della cuffia. Neppure la frequenza di modulazione a LF, che

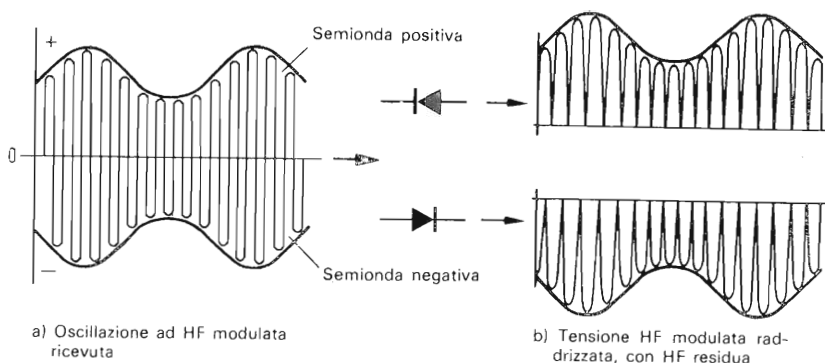



Fig. 2.6 Demodulazione d'un segnale A3.

limita come inviluppo l'oscillazione ad alta frequenza, può essere utilizzata perché i corrispondenti valori positivi e negativi si annullano a vicenda. Inserendo un diodo prima della cuffia la forma della curva viene dimezzata, come mostra la fig. 2.6, e si ottiene una curva di una delle due forme illustrate in fig. 2.6b.
Il diodo è un componente che lascia passare la corrente in un solo senso, perché dotato di conducibilità in una sola direzione. Se ad esso si applica una tensione alternata, nel nostro caso la tensione ad alta frequenza modulata, la corrente può passare solo quando la polarità della tensione alternata corrisponde alla direzione di conducibilità del diodo (fig. 2.6). Il diodo impedisce il passaggio alle semionde in corrispondenza alle quali l'anodo risulta negativo rispetto al catodo. La tensione alternata raddrizzata è una tensione continua la cui ampiezza varia in relazione alla frequenza di modulazione. La membrana del padiglione della cuffia può seguire le variazioni a LF, e noi possiamo così udire il segnale modulante, nel nostro caso il segnale a 5 kHz.
In pratica, i ricevitori a diodo rivelatore si prestano solo all'ascolto delle stazioni locali ad onde medie. Una ricezione a distanza

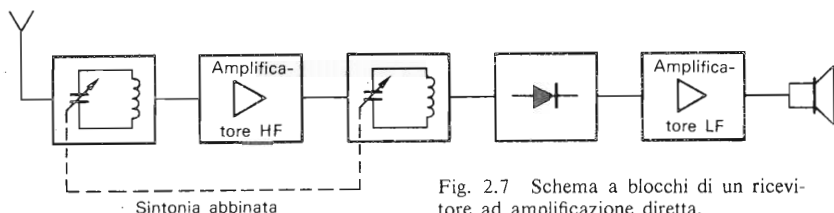



Fig. 2.7 Schema a blocchi di un ricevitore ad amplificazione diretta.

risulta possibile solo con un rivelatore potenziato, appunto il nostro ricevitore ad amplificazione diretta (fig. 2.7).
Amplificando l'alta frequenza e l'oscillazione a LF ricavata dal demodulatore si accresce la sensibilità in entrata. Gli amplificatori si basano sull'impiego di componenti attivi: si utilizzano transistori bipolari ed unipolari (FET). Per effetto dell'accresciuto numero di circuiti oscillanti la banda passante globale di questi apparecchi risulta sensibilmente stretta. I ricevitori di questo tipo, basati comunque su tubi elettronici, erano comuni sino al 1950, anche in versioni modificate come ricevitori a reazione, reflex, ecc. di cui qui non tratteremo ulteriormente.
Tutti i ricevitori ad amplificazione diretta presentano tuttavia degli svantaggi, che hanno impedito il loro impiego o diffusione ulteriore:

1. selettività insufficiente (rispetto all'affollamento delle gamme);
2. selettività dipendente dalla frequenza;
3. amplificazione (e sensibilità) dipendente dalla frequenza;
4. manovra complicata;
5. irradiazione di segnali di disturbo (proibita) nel caso di manovre non corrette dei comandi.

2.2 Ricevitori a conversione

La denominazione di ricevitore ad amplificazione diretta dipende dal fatto che la frequenza di ricezione non viene modificata dal-

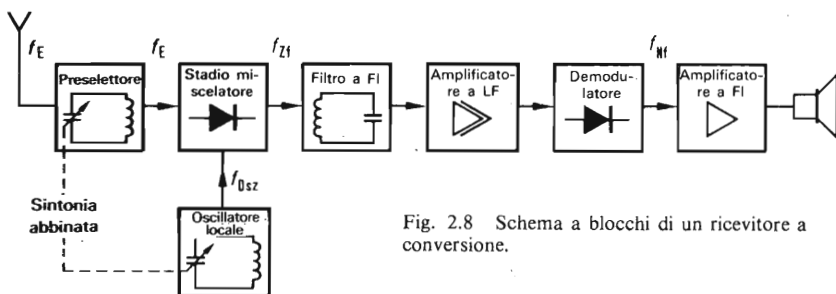



Fig. 2.8 Schema a blocchi di un ricevitore a conversione.

l'antenna sino al rivelatore. Il caso dei ricevitori a conversione è diverso: in questi ricevitori, detti anche supereterodine [2] o brevemente super, la frequenza di ricezione viene trasformata una o più volte con l'intervento di frequenze ausiliarie.

La fig. 2.8 mostra lo schema a blocchi di un ricevitore a conversione.

La frequenza in ingresso f_E giunge per il tramite di un circuito preselettore allo stadio di miscelazione. Qui essa viene miscelata con la frequenza f_{osc} di un oscillatore locale. La frequenza dell'oscillatore locale ha un valore superiore di un dato valore fisso alla frequenza in ingresso. La miscelazione delle due frequenze avviene per addizione o moltiplicazione. All'uscita del miscelatore sono presenti sia la frequenza di ingresso che quella dell'oscillatore locale, nonché le loro frequenze somma e differenza, ed altre combinazioni di f_{osc} ed f_E (fig. 2.9).

Fra queste frequenze, mediante un adatto circuito oscillante, viene selezionata la frequenza differenza $f_{osc} - f_E$. Questa frequenza differenza, detta *frequenza intermedia* f_{FI}, viene amplificata in più stadi riducendo contemporaneamente la sua larghezza di banda. Particolare importanza per determinare la sensibilità in ingresso e

[2] Dal greco: hetera = diversa, dynamis = forza.

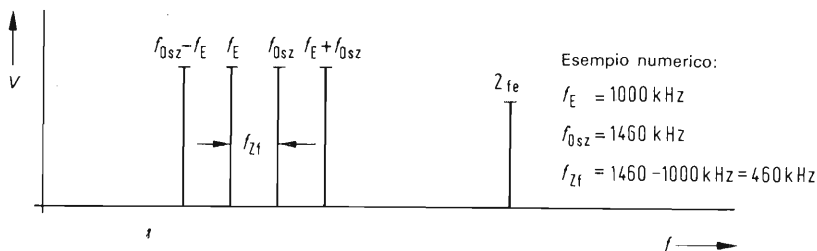



Fig. 2.9 Spettro di frequenze all'uscita dello stadio convertitore.

la selettività è da attribuire a questa parte del ricevitore a conversione, l'*amplificatore a frequenza intermedia.* Affinché la differenza fra l'oscillatore e la frequenza d'ingresso, ossia la frequenza intermedia, resti costante, le due sezioni di condensatore variabile dei circuiti oscillanti del preselettore e dell'oscillatore sono disposte coassialmente, normalmente in una singola unità meccanica. In tal modo viene assicurato che per ogni posizione assunta dal condensatore variabile l'oscillatore emette una frequenza posta sopra la frequenza di ingresso di un'entità pari alla frequenza intermedia (fig. 2.10). Questo è un requisito fondamentale per il buon funzionamento del ricevitore a conversione.

Il grande vantaggio offerto dal ricevitore a conversione sta proprio nella costanza della frequenza intermedia f_{FI}. Con una scelta opportuna della frequenza dell'oscillatore locale la frequenza intermedia può assumere valori relativamente bassi (460 kHz, 30 kHz). A queste frequenze gli amplificatori consentono livelli di amplificazione elevati, ed inoltre la banda passante può venir conformata in modo ottimale e, con opportune modifiche, adattarsi alle diverse forme di trasmissione.

All'uscita dell'amplificatore a frequenza intermedia è posto il demodulatore, che provvede, come nel caso descritto per il ricevitore ad amplificazione diretta, a separare fra loro informazione e frequenza portante.

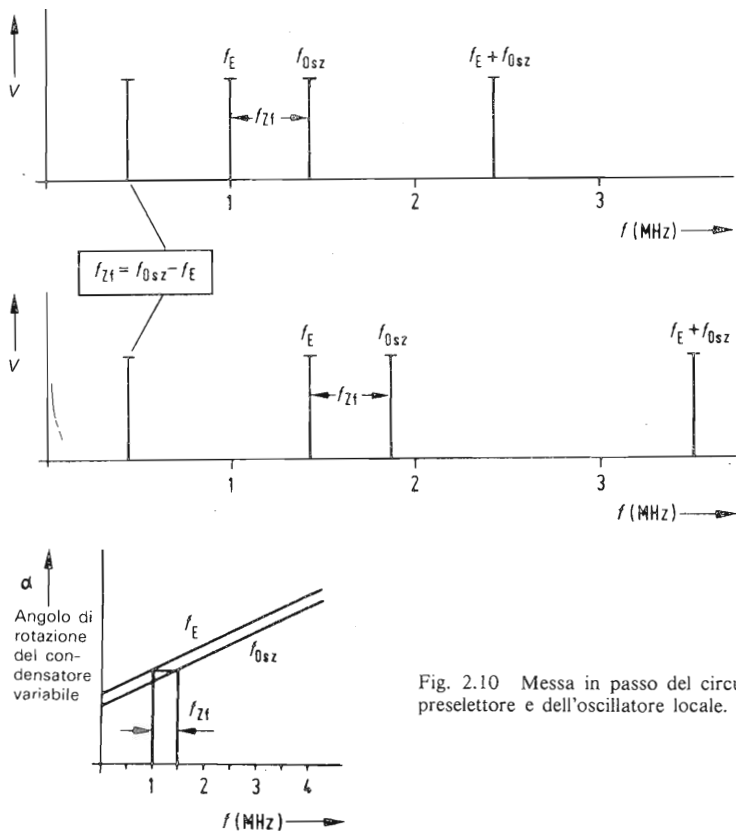



Fig. 2.10 Messa in passo del circuito preselettore e dell'oscillatore locale.

Oltre ai vantaggi già citati, i ricevitori a conversione presentano alcuni svantaggi, non presenti nei ricevitori ad amplificazione diretta.

In primo luogo abbiamo la ricezione della frequenza immagine, ed inoltre vari fischi di disturbo; su questi fenomeni torneremo più oltre nel corso della descrizione dei vari stadi.

La fig. 2.11 illustra lo schema a blocchi espanso che comprende tutti gli stadi che saranno descritti nel corso del secondo capitolo.

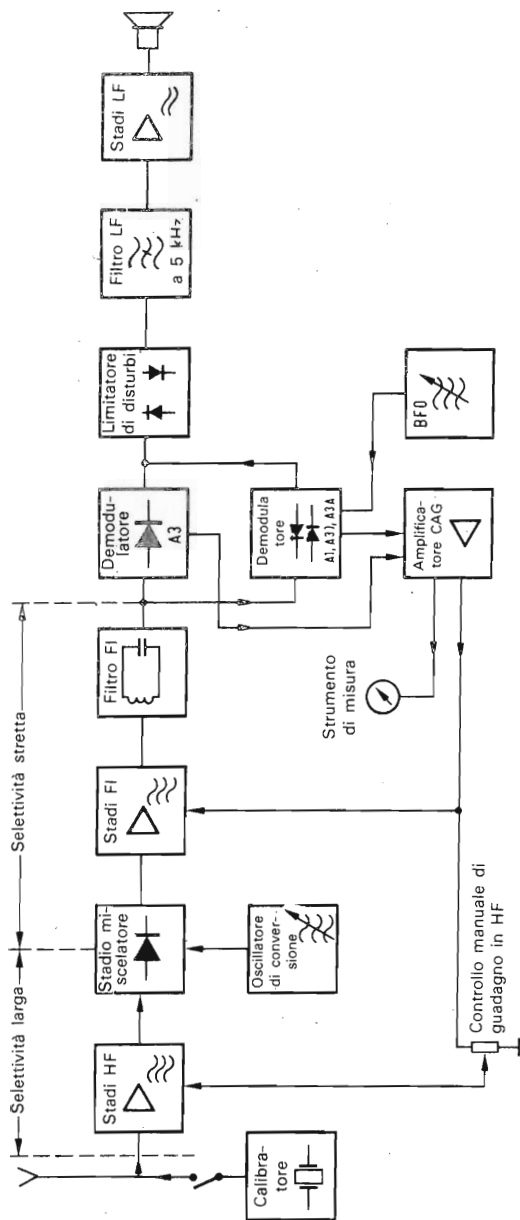



Fig. 2.11 Schema a blocchi dettagliato d'un ricevitore a conversione.

Ricevitore a doppia conversione

Se si aumenta la distanza fra le frequenze d'ingresso e dell'oscillatore locale, ossia se si accresce la frequenza intermedia, si ottiene che la frequenza immagine, così come accade nel campo delle onde medie, cada al di fuori della banda passante del circuito preselettore. Ciò ha indotto a scegliere frequenze intermedie fra 40 e 100 MHz per la ricezione delle OC. Dato che a queste frequenze la selettività è insufficiente, occorre provvedere a generare, con una seconda conversione, un'altra, più bassa, frequenza intermedia. Ne è derivato il ricevitore a doppia conversione (fig. 2.12).
Oggi quasi tutti i ricevitori ad OC offerti sul mercato sono a doppia conversione. Con essi è possibile soddisfare al meglio i requisiti imposti ad un buon ricevitore, che sono:

- sensibilità elevata;
- selettività elevata;
- soppressione della frequenza immagine;
- stabilità di frequenza.

La *sensibilità* di un ricevitore è la sua capacità di ricevere segnali deboli e debolissimi. Nelle misure e nelle indicazioni di sensibilità tuttavia, a causa del forte rumore (soffio) presente nel campo delle OC specie alle frequenze inferiori, occorre tenere conto di tale fatto. Il segnale utile deve risultare almeno 10 volte superiore (+10 dB) rispetto al rumore, perché solo in tali condizioni è possibile un confortevole ascolto. Una specifica esauriente di sensibilità assume quindi usualmente la forma seguente:

Sensibilità per 10 dB di S/N = 1,5 μV
(dove S/N sta per *Signal/Noise* = segnale/rumore)

La sensibilità di un ricevitore dipende dalla sua amplificazione complessiva, alla quale partecipano oltre lo stadio d'ingresso anche gli stadi a FI ed a LF. I moderni ricevitori ad OC raggiungono sensibilità di 0,5-1 μV per 10 dB S/N. La cifra di rumore

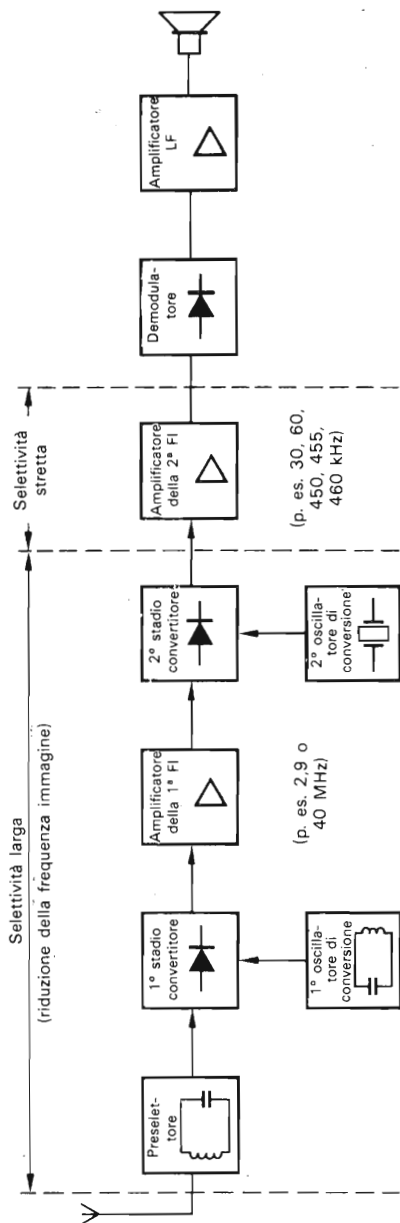



Fig. 2.12 Schema a blocchi di un ricevitore a doppia conversione.

dovrebbe aggirarsi sui 10 dB, valori inferiori non hanno senso a causa del forte rumore proprio d'antenna.
La *selettività* è la proprietà del ricevitore di poter selezionare fra le tante la frequenza desiderata. Questo compito spetta essenzialmente all'amplificatore a FI. La larghezza di banda passante dell'amplificatore a FI deve venire adattata secondo i vari casi al tipo di trasmissione ricevuta, e deve impedire i disturbi provenienti dai canali adiacenti. I valori che si richiedono sono:

Trasmissione tipo A3	$\pm$2500 Hz
Trasmissione tipo A3J	$\pm$2000 Hz
Trasmissione tipo A1	$\pm$ 100 Hz

La *soppressione della frequenza immagine* o "libertà dell'immagine" è un requisito tipico per i sistemi a conversione di frequenza. Dato che nello stadio miscelatore la frequenza intermedia, differenza fra f_{osc} e f_E, può essere la stessa indifferentemente se la f_E differisce da f_{osc} di f_{FI} in più o in meno, verrebbero sempre ricevute due stazioni, la cui frequenza differisce di 2 f_{FI}. Perché ciò non avvenga la sezione di entrata e il valore della frequenza intermedia vengono opportunamente dimensionati. La soppressione della frequenza immagine di buoni ricevitori dovrebbe essere superiore a 50 dB.
La *stabilità di frequenza* costituisce una caratteristica di particolare importanza nel caso della ricezione a banda laterale unica. Stabilità di frequenza significa che una stazione viene ricevuta sempre nel medesimo punto della scala di sintonia, e ciò indipendentemente dalle influenze delle variazioni di temperatura, sollecitazioni meccaniche e variazioni nelle tensioni di alimentazione (in particolare di rete). Responsabile primo della stabilità di frequenza è l'oscillatore di conversione: buoni ricevitori variano di frequenza nel corso di un'ora per non più di 300 Hz. Nel caso della ricezione a banda laterale unica gli stessi requisiti si pongono pure per il BFO (*Beat Frequency Oscillator* = oscillatore di battimento).

2.2.1 Lo stadio di ingresso

Negli anni passati si dava particolare importanza alle caratteristiche di sensibilità e selettività dei ricevitori. Con i moderni componenti quali transistor ad effetto di campo (FET) e filtri meccanici è possibile raggiungere buoni risultati per queste caratteristiche già con supereterodine semplici. A causa del crescente affollamento delle gamme OC, attualmente si dà maggiore importanza all'ottenimento di un largo campo di dinamica nello stadio di entrata del ricevitore. Ciò vuol dire che il ricevitore deve essere in grado di trattare sia i segnali deboli di stazioni distanti, che i segnali assai forti; ed inoltre, di elaborare i segnali deboli in presenza di segnali forti vicini. La struttura dello stadio di ingresso viene determinata in sostanza dal progetto globale del ricevitore. Gli stadi di ingresso, siano essi quelli d'una super a semplice o a doppia conversione, differiscono quindi per le frequenze di progetto dei singoli stadi.

La fig. 2.13 mostra alcuni esempi. Nel caso più semplice (a) lo stadio d'entrata è costituito dal cosiddetto circuito preselettore. Questo provvede ad una prima, grossolana selezione delle frequenze, ed è del tipo a trasformatore per consentire l'adattamento fra l'antenna ed il transistor miscelatore (fig. 2.14).

La selettività del circuito preselettore non è tuttavia sufficiente. almeno nel campo delle OC, a sopprimere in modo adeguato la frequenza immagine.

La frequenza immagine è posta sopra la frequenza di ricezione e ne dista del doppio della frequenza intermedia.

Un segnale, come in fig. 2.9, di valore pari alla somma $f_{osc} + f_E$ miscelandosi con la corrispondente frequenza dell'oscillatore locale f_{osc} produce anch'esso una frequenza intermedia pari a f_{FI}. In questo caso la frequenza dell'oscillatore locale dista di f_{FI} sotto la "frequenza d'ingresso" che in effetti non è il segnale desiderato. Il circuito preselettore deve impedire che questa frequenza indesiderata raggiunga lo stadio miscelatore. Nel campo delle onde

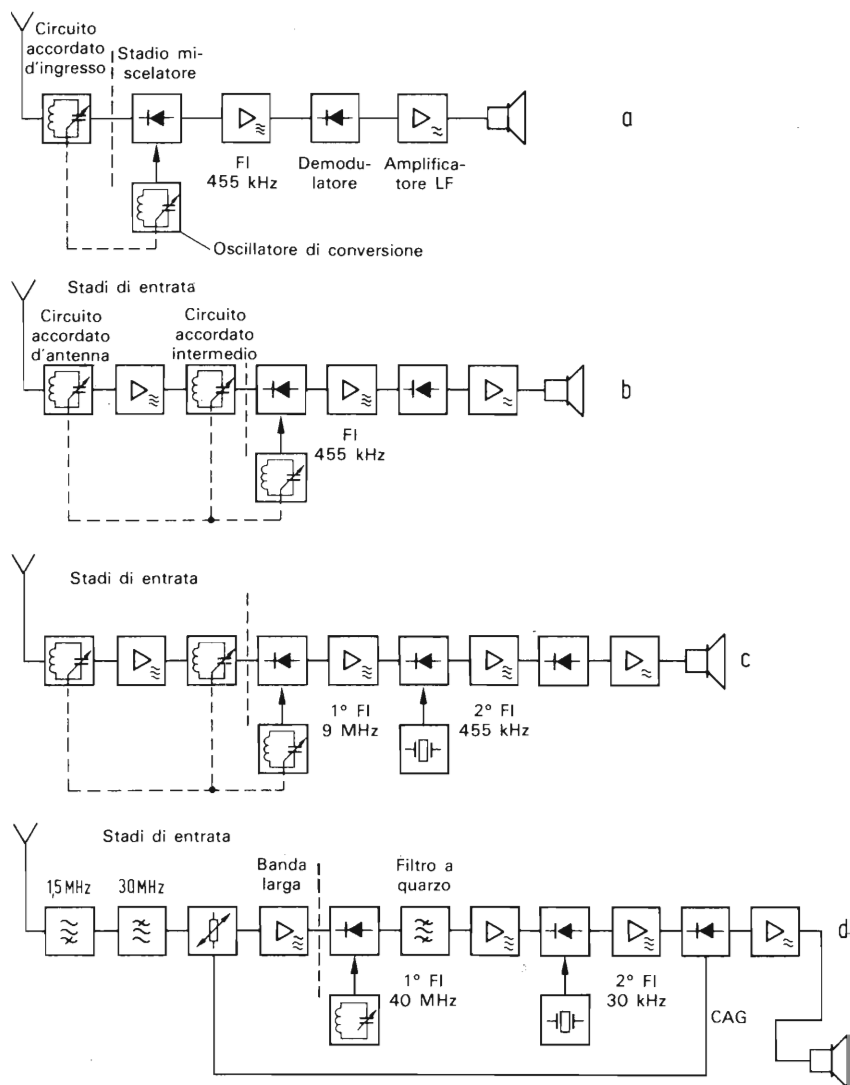



Fig. 2.13 Stadi d'ingresso per varie conformazioni del ricevitore.

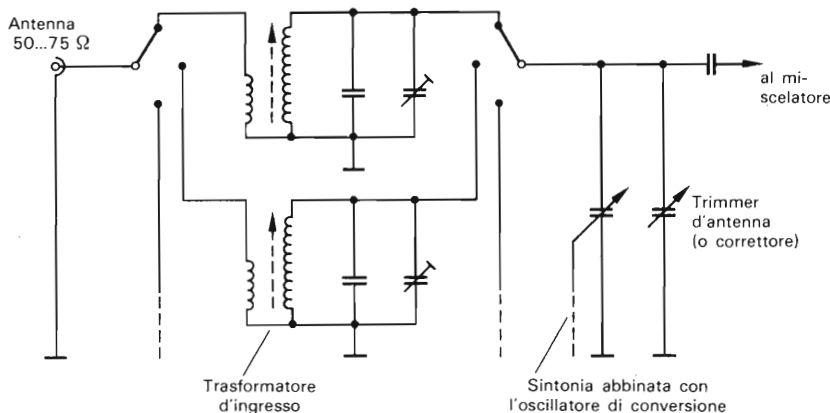



Fig. 2.14 Schema di un circuito accordato preselettore.

medie ciò è possibile, perché la frequenza immagine giace al di fuori della banda passante del circuito (fig. 2.15a).
Nel campo delle OC, a causa della banda passante sostanzialmente più larga, la frequenza immagine giunge sino al miscelatore, pur risultando in certo grado attenuata rispetto alla frequenza di ricezione (fig. 2.15). Nel caso d'una supereterodina semplice con circuito preselettore ogni stazione si riceve in due punti, il primo corrispondente ad una frequenza di oscillatore locale f_{osc} posta f_{FI} più in alto della frequenza di ricezione f_E, ed il secondo ad f_{osc} posta f_{FI} più in basso della frequenza di ricezione (caso indesiderato).
Un sostanziale miglioramento nella soppressione della frequenza immagine nelle super a semplice conversione si può raggiungere premettendo uno stadio di amplificazione a RF sintonizzato (figg. 2.16 e 2.13). In questo caso per lo più i circuiti che effettuano la preselezione sono due, il circuito preselettore ed un circuito intermedio, per cui si ottiene una banda passante più stretta (fig. 2.15c): di conseguenza è possibile riconoscere dall'intensità del segnale se si sta ricevendo una stazione direttamente o come

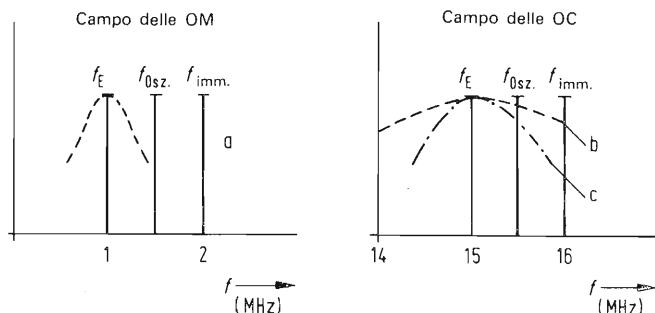



Fig. 2.15 Riduzione della frequenza immagine nel campo delle OM e delle OC.

immagine. Nei ricevitori commerciali per OC dotati di sino a 4 circuiti accordati prima del miscelatore si raggiunge già con questi una buona soppressione dell'immagine.

Un amplificatore a RF sintonizzato (amplificatore selettivo) permette altresì di elevare il livello di deboli segnali sopra il rumore proprio dello stadio miscelatore, aumentando così la sensibilità di ingresso del ricevitore. La sintonia è del tutto simile a quella del circuito preselettore: allo scopo il condensatore di sintonia possiede una terza sezione di lamine che agisce all'entrata del preamplificatore a RF (condensatore variabile a tre sezioni).

La sezione d'ingresso dei ricevitori commerciali moderni per OC con prima FI di valore elevato (≥ 9 MHz) differisce in maniera sostanziale da quella descritta per struttura e mezzi che assicurano la selezione (fig. 2.13d). Il segnale proveniente dall'antenna passa attraverso un filtro di banda, costituito da un filtro passa-alto a 1,5 MHz, un filtro passa-basso a 31 MHz ed un attenuatore a diodi PIN. Il filtro passa-alto serve ad escludere le frequenze delle potenti stazioni ad onde medie. Il filtro passa-basso serve a limitare superiormente il campo delle frequenze. L'attenuatore a diodi PIN governato dal CAG (controllo automatico di guadagno) attenua i segnali forti che potrebbero portare a modulazione incro-

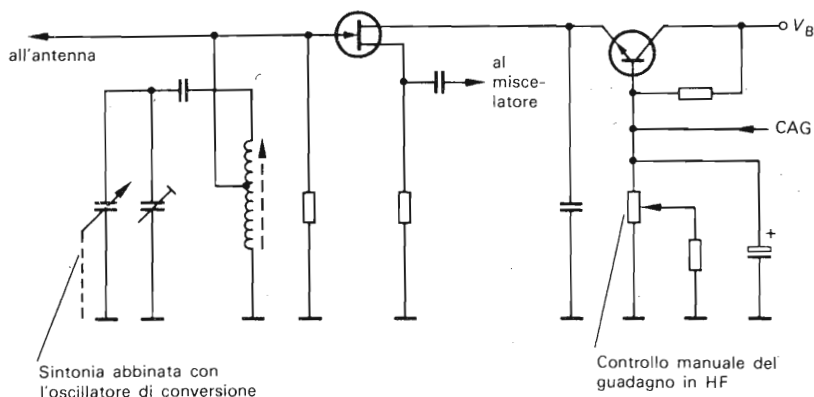



Fig. 2.16 Stadio preamplificatore a RF accordato (sintonizzabile).

ciata nel primo stadio miscelatore. Un amplificatore a banda larga, del guadagno di circa 10 dB, provvede a compensare le perdite introdotte dal successivo miscelatore passivo e dal filtro a quarzo. La selezione della frequenza di ricezione avviene nel primo stadio di conversione, dove $f_E = f_{osc} - f_{FI}$. La frequenza immagine di una data frequenza di ricezione, a causa del valore elevato della prima frequenza intermedia, si trova fuori della banda passante fra 1,5 e 30 MHz, come può essere visto dall'esempio che segue:

$f_{immagine} = f_E + 2 \times f_{FI}$
Per $f_E = 15$ MHz, $f_{FI} = 40$ MHz
$f_{immagine} = 15 \text{ MHz} + 2 \times 40 \text{ MHz} = 95 \text{ MHz}$

2.2.2 Stadio convertitore (miscelatore) e amplificatore a FI

Come si è già ricordato, nello stadio miscelatore la frequenza di ricezione, per battimento con la frequenza di un oscillatore locale, viene convertita nella frequenza intermedia.

La miscelazione o conversione di frequenza è un caso particolare della modulazione di ampiezza, nella quale la frequenza di entrata del ricevitore viene modulata dalla frequenza dell'oscillatore locale di conversione. Quando due frequenze, f_E e f_{osc}, si sovrappongono infatti in un elemento dalle caratteristiche tensione/corrente non lineari, all'uscita di tale elemento oltre alle frequenze originali ed ai loro multipli (cioè f_E, 2 f_E ecc. sino n f_E, rispettivamente f_{osc}, 2 f_{osc} sino m f_{osc}) troviamo le due bande laterali $f_E \pm f_{osc}$ e tutte le combinazioni del tipo $n f_E \pm m f_{osc}$ (n, m = 1, 2, 3, . . .). Tra tutti questi prodotti di miscelazione, adottando idonei mezzi di selezione (circuiti accordati o filtri di banda sintonizzati), viene ricavata la specifica combinazione $f_{FI} = f_{osc} - f_E$. Se la frequenza in ingresso è modulata, caso più comune, la modulazione viene mantenuta. Elementi dotati di caratteristiche non lineari sono diodi, transistori e tubi elettronici. A seconda della struttura o del tipo dei componenti impiegati si parla di miscelazione di tipo additivo o moltiplicativo.

Si ha la *miscelazione additiva* se le tensioni da miscelare provenienti dall'oscillatore e dall'ingresso alle rispettive frequenze vengono applicate al medesimo elettrodo dell'elemento non lineare impiegato per effettuare la conversione.

La *miscelazione moltiplicativa* prevede il pilotaggio separato di due elettrodi, e nei circuiti a semiconduttore si è resa possibile dopo l'introduzione dei transistori ad effetto di campo "dual gate" (MOSFET). Nella tecnica con tubi elettronici si disponeva, e sono ancora usati, di tubi convertitori multigriglia (eptodi) adatti alla miscelazione di tipo moltiplicativo. Gli effetti retroattivi dell'oscillatore sui circuiti di ingresso e viceversa risultano inferiori nel caso del pilotaggio separato, rispetto alla miscelazione additiva. Vi è inoltre la possibilità di regolare la tensione a RF applicata all'elettrodo relativo a f_E. La fig. 2.17 mostra uno stadio di conversione per la miscelazione di tipo moltiplicativo dedotta dall'apparecchio modello SW 717 della Heathkit.

Qualsiasi circuito di miscelatore, rispetto ad un amplificatore

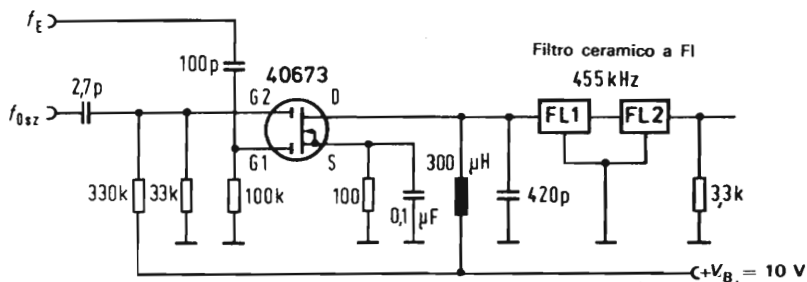



Fig. 2.17 Mescolatore di tipo moltiplicativo con MOSFET dual-gate (da: Heathkit SW 717).

diretto, presenta un aumento del rumore, il rumore di conversione. Esso dipende dal doppio pilotaggio applicato all'elemento miscelatore da parte di f_E e f_{osc}, e dovrebbe essere limitato per quanto possibile. Lo stadio convertitore dovrebbe inoltre soddisfare i seguenti requisiti:

bassa distorsione;
bassa intermodulazione;
bassa attenuazione.

I circuiti che meglio rispondono a questi requisiti sono i miscelatori bilanciati e doppio-bilanciati, nonché i modulatori ad anello (doppio-bilanciati) con *diodi* tipo *Hot-carrier*.
La fig. 2.18 ci mostra un esempio, basato sul modello Sony CRF-320, di un miscelatore bilanciato, impiegato correntemente anche in altri tipi di ricevitori.

L'amplificatore a FI
Il compito dell'amplificatore a FI è l'amplificazione del segnale d'entrata e la selezione delle frequenze attorno a quella della portante. Quanto sopra vale sia per l'amplificatore a FI di una super a

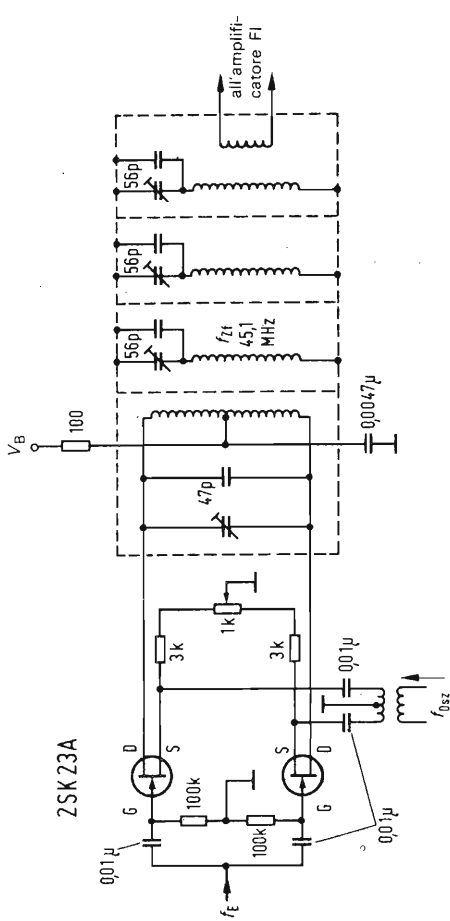



Fig. 2.18 Stadio miscelatore doppio bilanciato (Sony CRF-320).

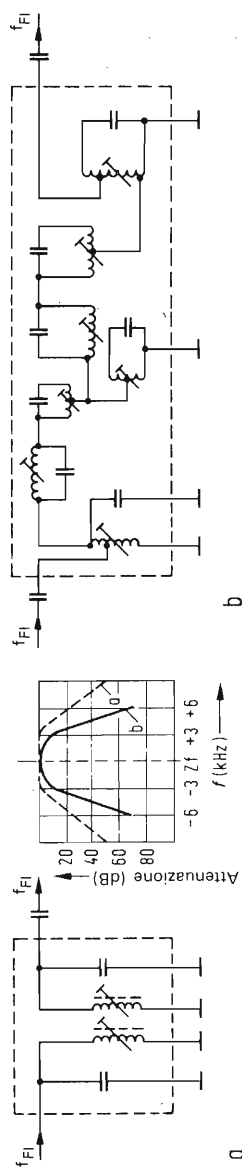



Fig. 2.19 Filtro a circuiti accordati in esecuzione semplice (a) e commerciale (b), con relative curve di banda passante.

semplice conversione, che per la sezione amplificatrice alla seconda FI d'una super a doppia conversione. I singoli stadi di amplificazione, per far fronte al grande campo di dinamica e per contrastare i fenomeni di evanescenza dei segnali debbono essere regolabili entro un campo di circa 100 dB globali. Gli elementi selettivi impiegati negli amplificatori a FI sono filtri a circuiti accordati (trasformatori a FI), filtri meccanici e ceramici, filtri a cristalli di quarzo e filtri ibridi, sui quali torneremo in dettaglio nel seguito.

Filtri a circuiti accordati

Questo vecchio tipo di filtro trova ancor oggi largo impiego nei ricevitori commerciali e negli apparecchi elettronici di tipo consumer.

Tali filtri sono per lo più costituiti da due circuiti accordati disposti come filtro di banda. L'accoppiamento fra le bobine determina la larghezza di banda: un accoppiamento lasco fornisce banda stretta, un accoppiamento stretto banda larga. I fattori di merito ottenibili in pratica pongono dei limiti a questi tipi di filtri: ad esempio solo con particolari accorgimenti è possibile raggiungere bande passanti di 0,5 kHz.

In fig. 2.19 sono mostrati in (a) la struttura di un semplice filtro di banda a circuiti accordati; in (b) un filtro commerciale composto di più circuiti accordati; e le relative curve della banda passante.

Filtri meccanici

Nel campo delle FI fra 3 e 60 kHz i filtri meccanici superano tutti gli altri tipi di filtro, specie quando si richiedano bande ristrette larghe 10-200 Hz. Una banda passante così ristretta è resa possibile dall'elevatissimo fattore di merito dei circuiti, attorno a 20 000, dalla struttura particolarmente resistente dal punto di vista meccanico e dall'insensibilità alla temperatura.

In fig. 2.20 è mostrata la struttura d'un tal tipo di filtro, che al tempo stesso ne chiarisce il funzionamento. L'insieme di frequenze

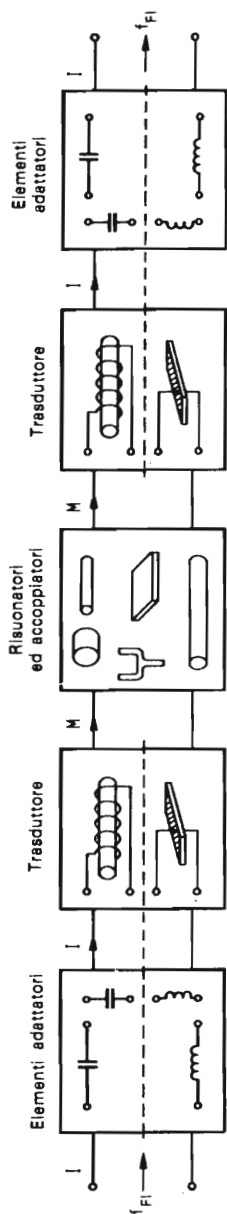



Fig. 2.20 Filtro meccanico.

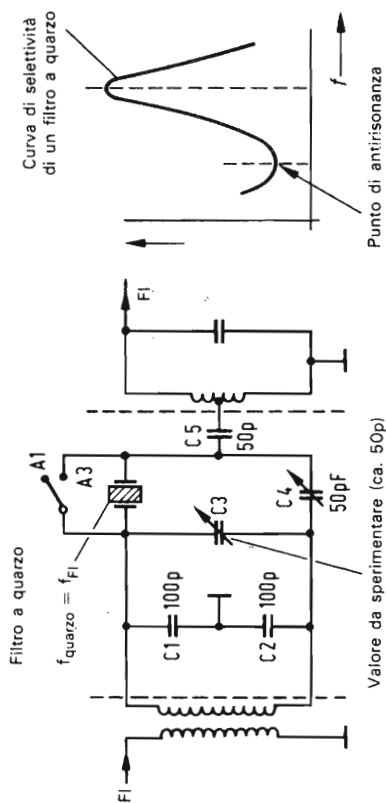



Fig. 2.21 Filtro a quarzo fra 100 Hz e 1 kHz.

proveniente dall'uscita del miscelatore viene avviato, tramite elementi adattatori, ad un trasduttore, che trasforma le oscillazioni elettriche in oscillazioni meccaniche di eguale frequenza. Il trasduttore può essere di tipo piezoelettrico od elettromagnetico. Il tipo piezoelettrico sfrutta le variazioni di lunghezza di un cristallo od elemento ceramico sotto l'effetto di una tensione elettrica applicata; il tipo elettromagnetico sfrutta l'interazione fra campo primario e campo magnetico indotto.
Le oscillazioni meccaniche così prodotte vengono trasmesse, tramite opportuni adattatori, a degli elementi risonanti. Il numero e le dimensioni di questi, che possono essere di varie forme (verghe, piastrine, dischi o a diapason), determinano la frequenza media. Il grado di accoppiamento fra il trasduttore ed i risonatori fissa la larghezza di banda del dispositivo. I materiali impiegati sono fili sottili, stagno o resina epossidica per gli elementi di accoppiamento, ferro-nichel per i risonatori.
Le oscillazioni meccaniche dei risonatori vengono trasmesse, mediante elementi di accoppiamento, ad un secondo trasduttore, che ritrasforma le oscillazioni meccaniche in elettriche. La banda di frequenze così selezionata, tramite adattatori, viene applicata ad un transistor per la successiva amplificazione. La banda passante di un filtro meccanico, specie se deve essere superiore al 2% della frequenza centrale, può essere fissata o modificata inserendo sui trasduttori delle induttanze (in serie) o delle capacità (in parallelo).

Filtri a cristalli di quarzo
I filtri a cristalli di quarzo, come i filtri meccanici, si impiegano negli amplificatori FI a banda passante ristretta. Viene qui sfruttata la proprietà del quarzo di modificare le proprie dimensioni e di oscillare meccanicamente all'unisono quando gli viene applicata una tensione (effetto piezoelettrico inverso). La frequenza di oscillazione dipende dalle dimensioni del cristallo di quarzo, e costituisce la frequenza centrale del filtro. La banda passante del solo

quarzo è assai stretta. Smorzandolo con un condensatore in parallelo essa viene ricondotta a valori pratici, ad es. $\leq$200 Hz per la ricezione di segnali A1. Impiegando un condensatore variabile è possibile modificare in certa misura la frequenza centrale. In fig. 2.21 è illustrato un filtro a quarzo in un circuito a semitraliccio, in cui con C3 è possibile modificare la banda passante fra 100 Hz ed 1 kHz, e con C4 il punto di antirisonanza. Il punto (frequenza) di antirisonanza è la posizione vicina al punto di risonanza in cui si ha la massima attenuazione: con C4 è dunque possibile eliminare una stazione disturbante posta vicina alla frequenza di ricezione. Un altro modo per ottenere con i quarzi una determinata larghezza di banda passante consiste nell'impiegare diversi cristalli risonanti su frequenze molto vicine. La banda passante può così venire adattata al tipo di trasmissione ricevuta.
Da quando è stato possibile fabbricare filtri a quarzo per frequenze sino a 150 MHz, essi trovano impiego nei ricevitori commerciali con alto valore di FI quale principale mezzo per assicurare la selettività richiesta.

Filtri ceramici (risonatori ceramici)
Questi filtri appartengono, come i filtri a quarzo, alla classe dei filtri piezoelettrici; il risonatore in questo caso è costituito non da un cristallo di quarzo, ma da un materiale ceramico, più economico e più facile da produrre. In fig. 2.22 è mostrata la curva della banda passante di un filtro ceramico a 455 kHz. La selettività vicino alla frequenza centrale risulta migliore di quella di corrispondenti filtri a circuiti accordati. Viceversa, risulta peggiore la selettività nelle bande laterali. Chi possiede un ricevitore dotato di filtro ceramico può facilmente controllarlo: nell'ascolto in cuffia a volume ridotto, e particolarmente nel campo di frequenze superiori a 15 MHz, è facile ascoltare una stazione estranea qualsiasi, indipendentemente dalla posizione del condensatore variabile di sintonia. Un vantaggio particolare offerto da questo tipo di filtri è invece che non richiedono taratura della FI.

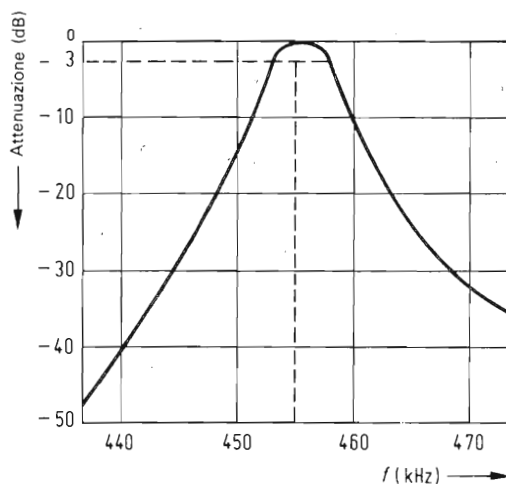



Fig. 2.22 Curva di banda passante per un filtro ceramico a 455 kHz.

Filtri ibridi

I filtri ibridi sono filtri combinati in cui la selettività viene ottenuta impiegando sia circuiti accordati che risonatori ceramici.

2.2.3 Oscillatori locali di conversione, sintetizzatori

Il requisito di una buona stabilità di frequenza per un ricevitore ad OC è soprattutto indirizzato all'oscillatore di conversione. Per consentire la variazione della sintonia del ricevitore, usualmente la frequenza dell'oscillatore è fissata dagli elementi di un circuito LC, in cui di norma è il condensatore ad essere variabile. Gli elementi che determinano la frequenza sono sensibili alla temperatura, ossia i loro valori assoluti sono influenzati dalla temperatura. Ogni variazione di temperatura provoca perciò una variazione della frequenza. Altre cause di variazione della frequenza sono le variazioni di carico e della costanza delle tensioni di alimentazione.

Contro questi effetti è tuttavia possibile prendere provvedimenti:

- L'influenza della temperatura può venire ridotta mediante oscillatori i cui circuiti sono compensati per la temperatura.
- Le variazioni di carico si riducono ricorrendo a miscelatori del tipo autooscillante e bilanciato, o ad un oscillatore separato (eliminando allora il miscelatore autooscillante), o meglio ancora inserendo uno stadio separatore (*buffer*) fra oscillatore e miscelatore.
- Le variazioni di frequenza per incostanza delle tensioni di alimentazione si eliminano adottando una buona stabilizzazione delle tensioni stesse.

Se si volesse ricoprire l'intera gamma delle OC con un unico circuito accordato, questo, assumendo di usare una sola bobina, dovrebbe consentire una variazione di capacità nel rapporto di 1:20. In pratica si possono raggiungere solo rapporti di variazione di capacità di 1:12 al massimo, per cui il campo di oscillazione dell'oscillatore locale deve essere suddiviso in due, o meglio in tre o quattro sottogamme parziali. Questa suddivisione presenta inoltre il vantaggio che la lunghezza della scala di sintonia si accresce al crescere del numero di sottogamme. La forma delle lamine del condensatore variabile ha importanza di rilievo per l'andamento delle frequenze e quindi per la configurazione della scala di sintonia del ricevitore. I ricevitori economici si distinguono per le loro scale di sintonia a suddivisioni non lineari, che si infittiscono verso l'estremo alto delle frequenze. I ricevitori moderni sono dotati di un cosiddetto oscillatore ultralineare: con una speciale conformazione delle lamine del condensatore variabile si è ottenuto che la relazione fra angolo di rotazione e frequenza sia quasi lineare. Ciò ha permesso di fabbricare ricevitori come quelli attuali che consentono precisioni di lettura di 2 kHz. Un'altra possibilità per migliorare la precisione di lettura della frequenza è data dall'allargamento di banda elettrico *(bandspread)*. Con esso si può ad esempio da un lato espandere su tutta la scala una determinata parte di una gamma ("lente elettrica ad OC", fig.

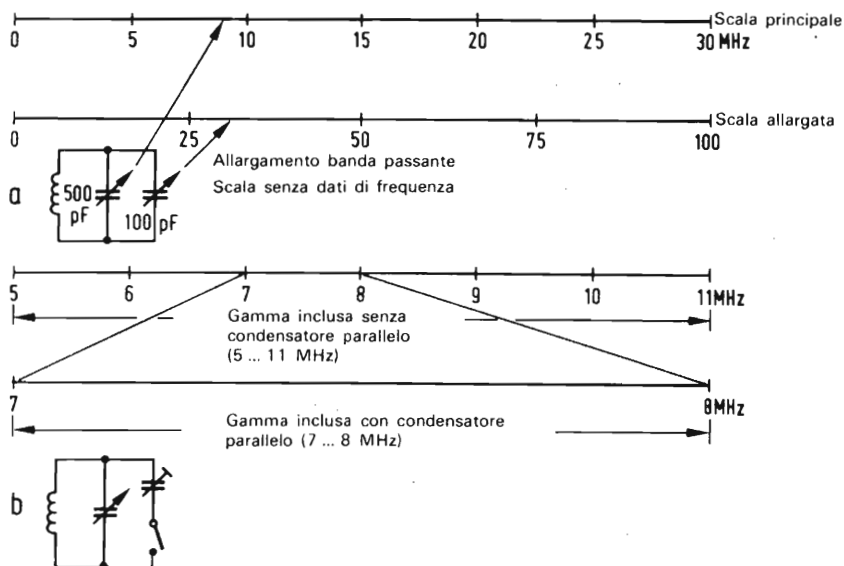



Fig. 2.23 Lente elettrica (a) e condensatore fissa-banda (b).

2.23a), oppure, se si desidera, allargare un dato campo parziale entro un campo di sintonia più vasto, ad es. una determinata banda di radiodiffusione (condensatore fissa-banda, fig. 2.23b). Se il nostro ricevitore, nonostante possegga un oscillatore locale ultralineare ed un perfetto allargatore di banda, non sembra possedere la desiderata sensibilità d'ingresso, è possibile che sia necessario provvedere alla *messa in passo* fra oscillatore, circuito accordato d'ingresso e preselettore. Come sappiamo, la frequenza dell'oscillatore deve sempre risultare superiore alla frequenza di entrata f_E dell'esatto valore della FI. Il circuito accordato d'ingresso del nostro ricevitore va sintonizzato esattamente su f_E, il che avviene contemporaneamente alla sintonia dell'oscillatore locale. L'andamento ideale di f_E e f_{osc} è mostrato in fig. 2.24, ove è pure raffigurato, tratteggiato, il vero andamento.

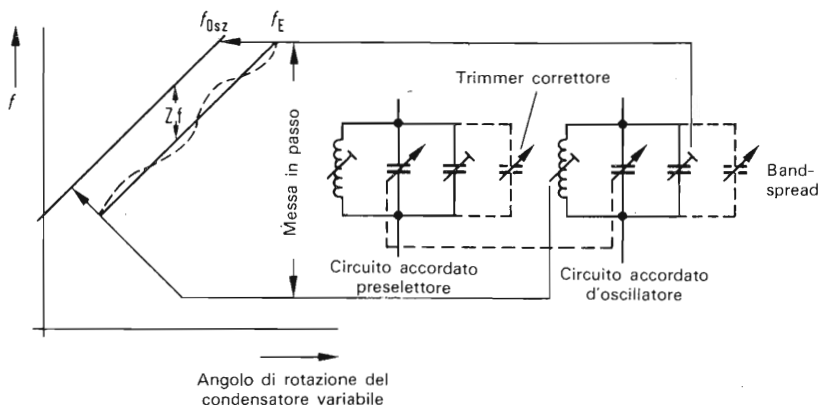



Fig. 2.24 Messa in passo dei circuiti del preselettore e dell'oscillatore.

Come si può vedere, anche con un'accurata taratura del circuito accordato d'ingresso si osserva una deviazione nell'andamento delle frequenze, il che vuol dire che la ricezione non avviene in corrispondenza al massimo del circuito d'ingresso, ma sui fianchi dello stesso e risulta corrispondentemente attenuata. Se il ricevitore è dotato di un bandspread elettrico come quello descritto, la deviazione può risultare anche maggiore. Per questo motivo i ricevitori ad OC, specie quelli dotati di allargamento di banda, dovrebbero disporre sempre di un mezzo di correzione dell'accordo del circuito d'ingresso.

Questa correzione in ingresso è effettuata mediante un condensatore in parallelo, variabile, col quale è possibile sintonizzare il circuito d'ingresso in modo che f_E cada sempre in corrispondenza al massimo della curva di risonanza.

Una particolare forma di realizzazione dell'oscillatore di conversione è il sintetizzatore a RF. L'adozione di un sintetizzatore a RF consente di impostare e leggere digitalmente la frequenza di ricezione. Questa tecnica è attualmente riservata ad alcuni ricevitori

commerciali, in particolare i tipi più cari, e non va confusa con l'indicazione digitale della sintonia di alcuni ricevitori portatili, descritti in seguito.
I sintetizzatori moderni lavorano per lo più con circuiti ad anello ad aggancio di fase (PLL = *Phase Locked Loop*), di cui descriviamo ora il funzionamento.
La fig. 2.25 illustra lo schema di principio di un anello di aggancio di fase. Il segnale di uscita di un oscillatore controllato in tensione (VCO = *Voltage Controlled Oscillator*) viene confrontato in un dispositivo a confronto di fase con la frequenza di riferimento di un oscillatore a quarzo ultra-stabile. Se le due frequenze sono eguali, la tensione di controllo all'uscita di un filtro posto dopo il circuito a confronto di fase rimane costante. Se invece la frequenza dell'oscillatore devia di una certa entità sopra o sotto la frequenza dell'oscillatore di riferimento f_{REF}, all'uscita del filtro si produce una tensione di controllo negativa o positiva, che modifica la frequenza del VCO finché $f_{osc} = f_{REF}$. Il confronto delle fasi può venire eseguito con vari circuiti, ad es. discriminatore a flip-flop, a scansione o a coincidenza. Spieghiamo come avviene il confronto di base basandosi sul discriminatore a coincidenza (costruito con porte AND) (fig. 2.26).
Le frequenze f_{osc} e f_{REF} che ci interessano, rese previamente quadre, vengono applicate ciascuna ad una porta di un AND a 2 ingressi. Se f_{osc} si trova in fase con f_{REF} (fig. 2.26a), l'AND conduce ed alla sua uscita compare una tensione ad onda quadra della stessa frequenza. Tramite uno stadio integratore (passa-basso) viene prodotta una determinata tensione V_{max}. Se invece f_{osc} e f_{REF} non sono in fase fra loro (fig. 2.26b) l'AND si mantiene alto solo nei periodi in cui entrambi gli ingressi sono alti (H); gli impulsi d'uscita risultano più stretti e per integrazione danno luogo ad una tensione inferiore, che in casi estremi (fig. 2.26c, f_{osc} e f_{REF} in opposizione di fase) diviene nulla. La tensione in c.c. presente all'uscita dello stadio integratore risulta dunque proporzionale alla differenza di fase fra le due frequenze paragonate. Tale tensione,

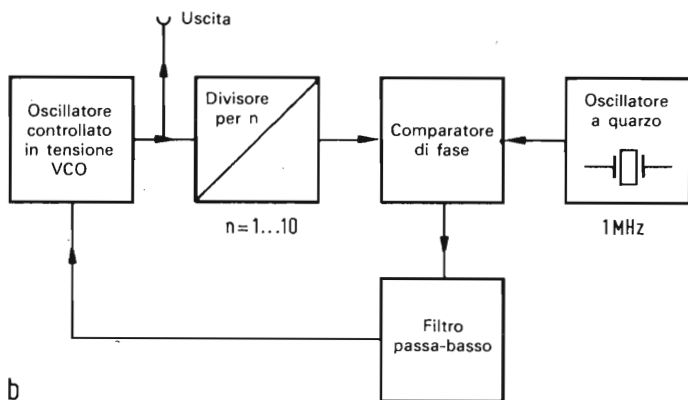
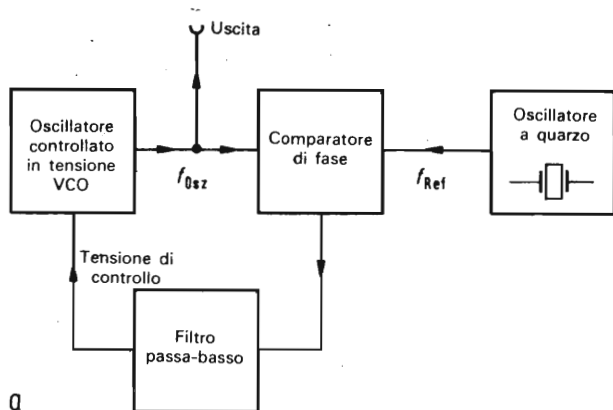



Fig. 2.25 Schema di principio di un circuito PLL (anello a comparazione di fase) (a); completato in (b) con un divisore digitale di frequenza.

applicata al VCO, oscillatore controllato in tensione, lo corregge in modo che alla fine risulti eguaglianza di fase, ossia $f_{osc} = f_{REF}$. Il circuito di comparazione di fase determina il campo di aggancio e di cattura dell'anello di controllo. Il campo di aggancio è l'intervallo di frequenza entro cui l'anello, per una data disintonizzazione di f_{osc}, è ancora in grado di sincronizzarsi; il campo di cat-

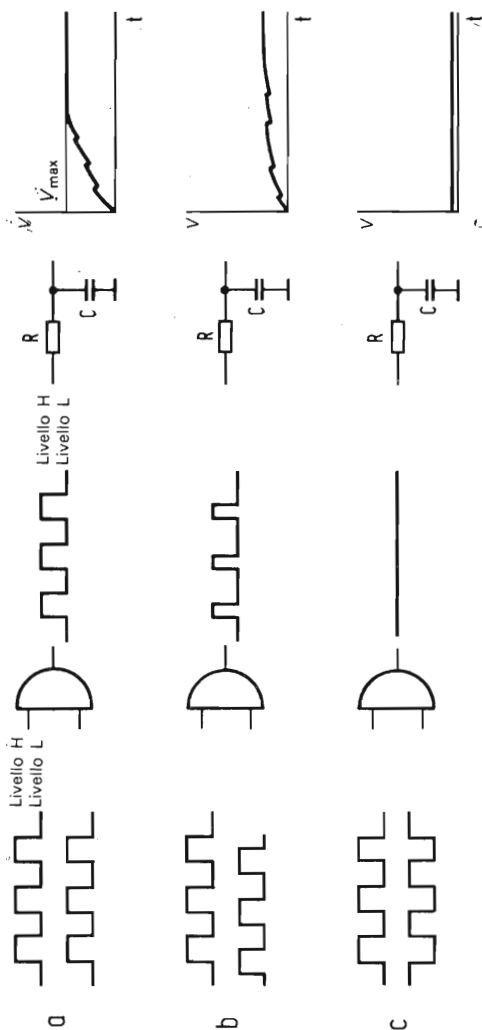



Fig. 2.26 Confronto di fase in un anello di regolazione.

tura è l'intervallo entro cui un anello di controllo non sincrono si sincronizza all'approssimarsi di f_{osc} a f_{REF}.
Tanto basti per i principi del PLL. Tuttavia, potrebbe dire qualche lettore, per generare una frequenza con la stabilità di un quarzo non basta un oscillatore a quarzo? È vero, naturalmente, ed in pratica un circuito ad anello ad aggancio di fase non è usato da solo. Solo quando esso venga completato con l'aggiunta di un divisore di frequenza digitale, come indicato in fig. 2.25b, diventa utilizzabile come oscillatore di conversione. La frequenza di uscita dell'oscillatore viene prima divisa per n mediante il divisore digitale e poi confrontata con f_{REF}. La tensione di controllo che si stabilisce all'uscita del filtro pilota l'oscillatore mantenendolo "stabile come il quarzo" alla dovuta frequenza:

$$f_{osc} = n \cdot f_{REF}$$

Le commutazioni di frequenza avvengono variando il rapporto di divisione n; ossia la frequenza di uscita è regolabile su valori multipli della frequenza di riferimento.
Così, per valori del fattore di divisione n fra 1 e 10 ed una frequenza di riferimento di 1 MHz, in uscita si hanno le frequenze $f_{osc} = n \cdot 1$ MHz:

Fattore di divisione n	Frequenza di uscita f_{osc}
0	—
1	1 MHz
2	2 MHz
3	3 MHz
4	4 MHz
5	5 MHz
6	6 MHz
7	7 MHz
8	8 MHz
9	9 MHz
10	10 MHz

Il fattore di divisione n del divisore digitale di frequenza può essere fissato tramite un commutatore di codificazione BCD. La funzione del divisore può essere ad es. quella di un contatore all'indietro che conta da un valore n sino a zero. Quando è raggiunto il valore zero viene emesso un impulso di reset che riporta il contatore sul valore n. Il contatore richiede quindi n impulsi per raggiungere il valore 0, e ciò corrisponde ad una divisione per n. Se si vuole dunque sostituire l'oscillatore di conversione di un ricevitore ad OC con un circuito a PLL, richiedendo ad es. la possibilità di sintonia ogni kHz in un campo di frequenza da 1 a 31 MHz, occorre un divisore capace di $n = (f_{max}/f_{REF}) = (31\ MHz/1\ kHz) = 31\,000$ passi. Benché dal punto di vista tecnico ciò sia realizzabile, ad ogni cambio della frequenza di sintonia occorre attendere troppo tempo: perciò nella realizzazione di simili circuiti si seguono altre vie.
La fig. 2.27 presenta la soluzione prevista per un sintetizzatore a RF nell'intervallo fra 100 kHz e 9,999 MHz, con passi di 1 kHz. Esso è la combinazione di due circuiti ad anello. Il primo circuito genera in uscita frequenze da 1 a 99 kHz, con passi di 1 kHz. Il secondo circuito genera frequenze nel campo da 100 kHz a 9,9 MHz, con passi di 100 kHz; in esso è presente però uno stadio di miscelazione collegato al primo circuito ad anello. La frequenza d'uscita del primo circuito, per effetto della miscelazione, può variare secondo il passo di 1 kHz del secondo.

2.2.4 Demodulatori

Il compito del demodulatore è in sostanza quello di separare la parte del segnale che contiene l'informazione da quella che funge da supporto, la portante ad alta frequenza. Il demodulatore di un ricevitore ad OC deve consentire la rivelazione dei segnali trasmessi in A3, come descritto nel caso del rivelatore a diodo, nonché la ricezione di segnali non modulati (A1) e segnali a banda laterale unica (A3J, A3A).

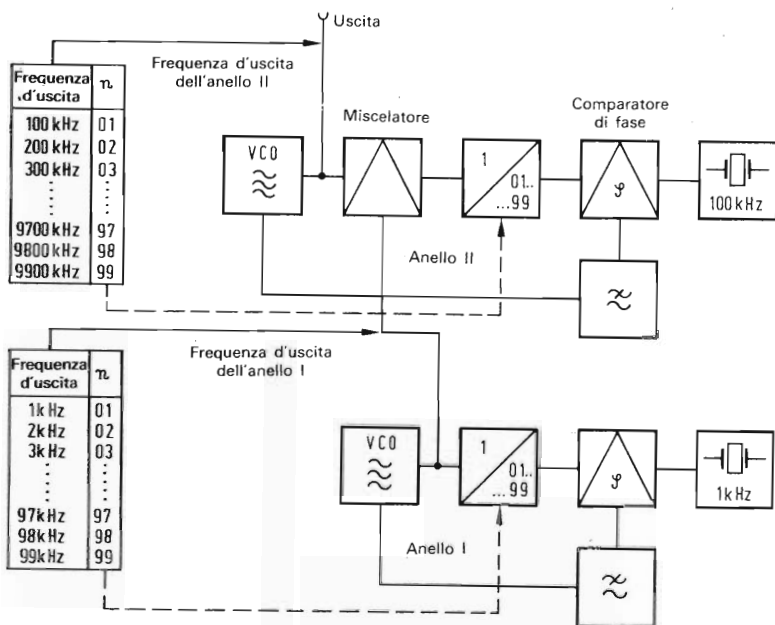



Fig. 2.27 Sintetizzatore a RF da 100 kHz a 9,999 MHz.

Nel demodulatore, oltre alla bassa frequenza (LF), viene pure prodotta la tensione per il controllo automatico di guadagno in RF e per l'indicatore dell'intensità di segnale.

La demodulazione di segnali trasmessi in A1 ed A3J differisce sostanzialmente da quella dei segnali di tipo A3.

Nella trasmissione di tipo A1 (CW = *continuous wave* = onda continua ad ampiezza costante) la portante a RF del trasmettitore viene ritmicamente interrotta secondo un codice convenzionale (caratteri dell'alfabeto Morse), mediante un tasto. Se il tasto è chiuso, lo stadio finale di potenza del trasmettitore risulta pilotato dall'oscillatore, ed irradia all'antenna la portante di frequenza f_S.

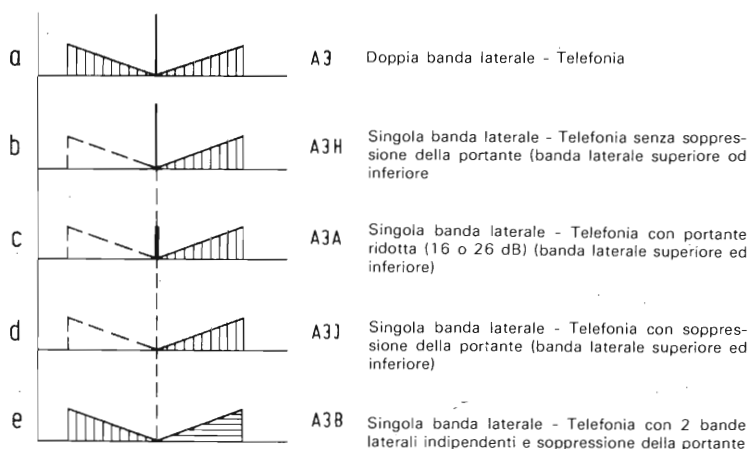



Fig. 2.28 Tipi di segnale a banda laterale unica (SSB).

Dato che la portante non è modulata, non vengono irradiate le due bande laterali, ma solo la frequenza singola f_S.
Più complicata appare la modulazione a banda laterale unica (SSB = *Single SideBand*). Non possiamo descrivere nei particolari le tecniche relative, ci interessa solo chiarire la forma dell'onda (portante o banda di frequenze) irradiata dal trasmettitore. Si distingue fra trasmissione a banda laterale unica con portante, con portante ridotta (di 16-26 dB) o a portante soppressa (fig. 2.28). La banda laterale trasmessa può essere quella delle frequenze poste sopra la portante (banda laterale superiore, USB = *Upper SideBand*), o sotto la portante (banda laterale inferiore, LSB = *Lower Side-Band*).
La *demodulazione di portanti prive di modulazione* avviene in genere separatamente dalla demodulazione dei segnali A3, in un cosiddetto rivelatore a prodotto (fig. 2.30). Un rivelatore a prodotto è in effetti un miscelatore in cui la FI viene mescolata con

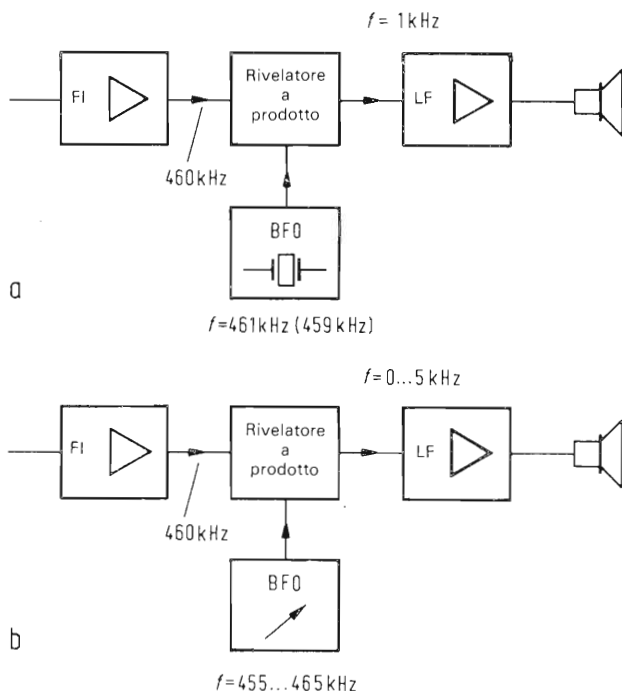



Fig. 2.29 Demodulatore a prodotto con BFO a frequenza fissa (a) o variabile (b).

una frequenza ausiliaria. La distanza fra le due frequenze viene scelta in modo tale che all'uscita del rivelatore a prodotto si produce un segnale a LF udibile, attorno ai 1000 Hz. La frequenza ausiliaria viene generata in un oscillatore separato, chiamato BFO (*Beat Frequency Oscillator* = oscillatore a frequenza di battimento) (fig. 2.29).

Essa può essere fissa, generata da un oscillatore a quarzo, o variabile, da un oscillatore a circuito LC. Nel primo caso (a) la LF prodotta ha il valore costante di 1 kHz, e può essere variata solo dissintonizzando il ricevitore rispetto alla frequenza di ricezione.

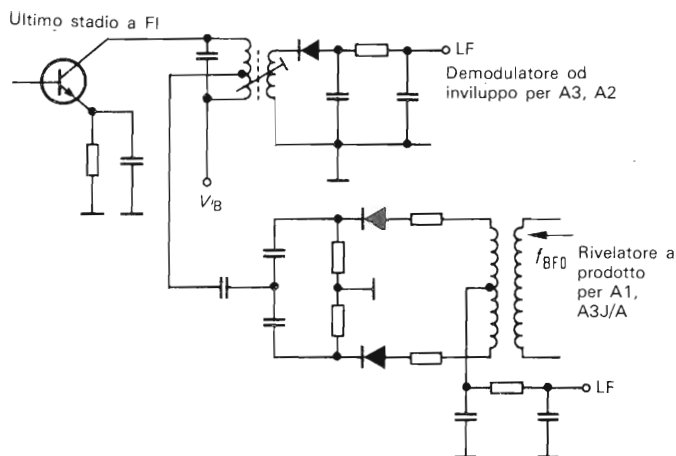



Fig. 2.30 Demodulatore adatto per segnali di tipo A1, A3J/A, A3 ed A2.

Nel secondo caso (b) la LF può variare fra 0,5 e 5 kHz, adattandola ai gusti di chi ascolta. Allo stesso modo è pure possibile spostare contemporaneamente una stazione disturbante e il segnale utile sin quando la frequenza disturbatrice cade al di fuori della banda passante dell'amplificatore di LF successivo.
Lo schema di fig. 2.29 risulta pure adatto alla *demodulazione di segnali a banda laterale unica.* La frequenza portante, necessaria alla demodulazione ma che non è presente in questo tipo di trasmissione, è fornita dal BFO, la cui frequenza viene resa uguale alla FI.
La fig. 2.30 mostra lo schema di principio di un demodulatore per segnali di tipo A1, A3J/A, A3 ed A2.
L'intensità di campo, e la corrispondente intensità del segnale sonoro prodotto nel ricevitore delle varie stazioni trasmittenti ricevute variano notevolmente. Nell'esplorazione delle gamme è quindi necessario aggiustare continuamente il volume di LF.
L'intensità di campo di una stessa stazione, inoltre, può variare

durante il suo ascolto per effetto delle variazioni delle condizioni di propagazione, con il risultante fenomeno dell'evanescenza. Attualmente perciò tutti i ricevitori sono muniti del dispositivo AVC *(Automatic Volume Control)* ovvero CAG. Il controllo dell'amplificazione viene effettuato negli stadi a FI, e nei buoni ricevitori anche nello stadio a RF, per impedire il sovraccarico, l'interferenza di stazioni disturbatrici e la modulazione incrociata. La tensione di controllo necessaria a tal fine viene ricavata nel demodulatore, dalla FI o dalla LF a seconda del tipo di segnale demodulato. Essa agisce nel senso di aumentare l'amplificazione degli stadi controllati quando il segnale ricevuto è debole, e di diminuirla quando il segnale è forte. Il principio dell'ottenimento della tensione di controllo per il CAG è illustrato in fig. 2.31.
Per fare in modo che il segnale, indipendentemente dal tipo di trasmissione, pervenga senza modifiche dagli stadi a FI e RF controllati alla demodulazione, il controllo di amplificazione nel ricevitore deve soddisfare i seguenti requisiti:
Per segnali tipo A3:

- Le distorsioni eventualmente generate nella tensione di controllo non devono giungere sino all'amplificatore a LF.

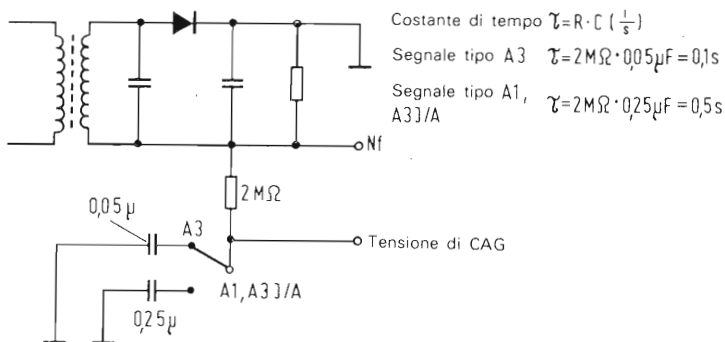



Fig. 2.31 Principio di ottenimento della tensione per il controllo automatico di guadagno nella demodulazione.

- La curva inviluppo del segnale non deve venir modificata.

Per segnali A1 ed A3J/A:

- Durante le pause di manipolazione ovvero del parlato lo stato di controllo del ricevitore deve rimanere invariato.
- Già il primo carattere (parola) deve porre in azione il sistema di controllo, al fine di non andare perduto (il controllo deve avere caratteristiche di intervento immediato).
- D'altra parte occorre evitare che un breve impulso transitorio di forte ampiezza blocchi il ricevitore per effetto dell'intervento del controllo automatico.

Non è possibile soddisfare questi requisiti se viene prodotta una tensione di controllo di caretteristiche fisse. Il dispositivo deve quindi volta a volta essere adattato al tipo di segnale trasmesso. Nella ricezione di segnali A3 il controllo deve agire in modo rapido, sì da compensare anche le brevi evanescenze del segnale. Ciò si ottiene in questo caso dotando il controllo di una costante di tempo di 1/20-1/10 di secondo (fig. 2.31). Questo cioè è il tempo che trascorre prima che la tensione di controllo venga applicata al suo valore massimo agli stadi FI o RF controllati. Se così non fosse, il controllo reagirebbe immediatamente ad ogni variazione della modulazione di ampiezza, cancellando la modulazione. La tensione di controllo in questo caso è ricavata dalla portante, che è sempre presente, e dalle bande laterali.

Nella ricezione di segnali A1 ed A3J/A la portante non è presente nelle pause di manipolazione o fra le parole, ed il controllo reagirebbe disponendo il ricevitore nelle condizioni di massima sensibilità. Ne risulterebbe amplificato solo il rumore; inoltre, quando si inserisce la portante, i primi segnali o caratteri sarebbero ricevuti con volume eccessivo. Il continuo inserimento ed esclusione del controllo di amplificazione, nella ricezione dei segnali in A1 ed SSB, influirebbe inoltre sulla modulazione compromettendo l'intelligibilità dei segnali. Per tutti questi motivi, per i segnali di tipo A1 ed A3J/A o si deve commutare da CAG a controllo manuale dell'amplificazione, oppure si modifica la costante di tempo del CAG a

valori superiori (fra 0,5 ed 1 secondo), rendendo meno rapido l'intervento del controllo.
Il CAG viene determinato dalla più alta tensione che in ogni momento giunge al demodulatore. A seconda della larghezza di banda del ricevitore è possibile che contemporaneamente al segnale desiderato vengano ricevuti forti segnali di disturbo, che finiscono per determinare l'andamento del controllo, ossia il valore della tensione di controllo. In tali casi il CAG diminuisce l'amplificazione, attenuando così il segnale desiderato, più debole. È allora necessario effettuare la regolazione dell'amplificazione a RF con il controllo manuale. Per la misura della tensione d'ingresso del ricevitore, ossia dell'intensità del segnale sintonizzato, viene ancora utilizzata la tensione CAG. Tuttavia, affinché l'indice dello strumento di misura non segua anche le minime variazioni del segnale rendendo difficile la lettura, la tensione CAG viene inviata allo strumento previamente spianata da un circuito RC.

2.3 Circuiti ausiliari nei ricevitori ad OC

2.3.1 Demodulatori per la ricezione a banda laterale unica

Una più vasta diffusione delle stazioni che trasmettono in SSB, con l'attuale affollamento delle bande di radiodiffusione e delle onde corte in generale, è solo questione di tempo. Le premesse tecniche per la parte trasmissione sono già disponibili, dato che questo tipo di servizio è già stato impiegato con successo da tempo da parte dei radioamatori e dei servizi di comunicazione commerciali. Con un occhio al futuro, quindi, l'inserimento in un apparecchio esistente di un demodulatore per SSB appare ormai necessario. Come si è già avuto occasione di dire, per poter ricevere un segnale SSB è necessario fornire al demodulatore la portante mancante tramite un oscillatore ausiliario.

Esiste la possibilità di ricevere l'SSB senza intervenire sul ricevitore. È solo necessario disporre di un secondo ricevitore della stessa gamma d'onda. Il ricevitore 1 viene sintonizzato come al solito, e poi il ricevitore 2, disposto vicino al primo, viene sintonizzato a sua volta nei pressi della medesima frequenza. Quando la frequenza dell'oscillatore di conversione ($f_{osc} = f_E + f_{FI}$) del ricevitore 2 è uguale a quella di ricezione dell'1, la si può udire come fischio, e, nel caso di perfetta sovrapposizione, come battimento zero. L'oscillazione prodotta dal ricevitore 2 funge allora da oscillatore ausiliario esterno (ogni ricevitore irradia nelle immediate vicinanze una parte dell'onda generata dall'oscillatore locale), che fornisce la portante mancante. Meno impegnativo è il metodo di fornire l'oscillazione ausiliaria mediante retroazione della FI. Dall'ultimo stadio a FI viene retrocessa ad uno stadio precedente una parte della tensione di uscita (per es. tramite un potenziometro da 1 MΩ). L'oscillatore reattivo che così si forma oscilla alla FI, e fornisce così per così dire gratis l'oscillazione ausiliaria; infatti neppure sul demodulatore esistente occorre intervenire in alcun modo. Il metodo tecnicamente preferito è più preciso consiste comunque nella generazione della frequenza ausiliaria in un oscillatore separato e stabile, il BFO, e nella miscelazione di questa frequenza con la FI in un rivelatore ad inviluppo, o ancora meglio in un rivelatore a prodotto.
In fig. 2.32 è mostrato il circuito di un BFO per FI di 455/460 kHz con una variazione di ±2 kHz della Ditta Mira (Kit n. 3164). L'accoppiamento al ricevitore viene effettuato sull'ultimo stadio di amplificazione a FI. A seconda del tipo di ricevitore, può essere sufficiente disporre semplicemente il BFO nelle vicinanze dello stadio a FI, oppure un accoppiamento lasco, collegando il punto 2 con un filo isolato avvolto intorno al piedino di base del transistor ultimo stadio a FI oppure direttamente dal punto 1 alla base stessa. La taratura è semplice: sintonizzare sul ricevitore una stazione in AM non modulata, centrandone la banda passante, oppure collegare un generatore campione. Inserire il BFO. Porre il condensa-

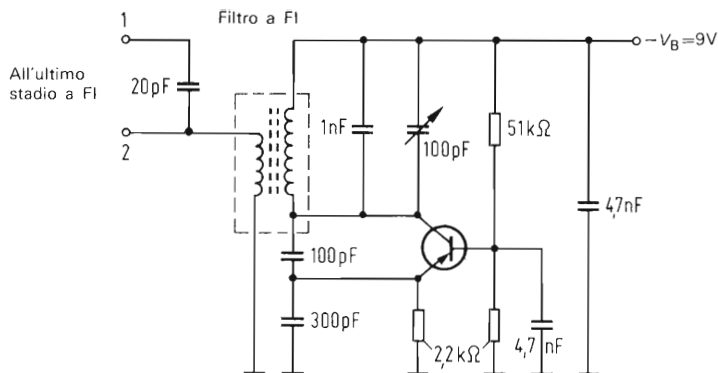



Fig. 2.32 BFO munito di sintonia a condensatore variabile (kit Mira 3164).

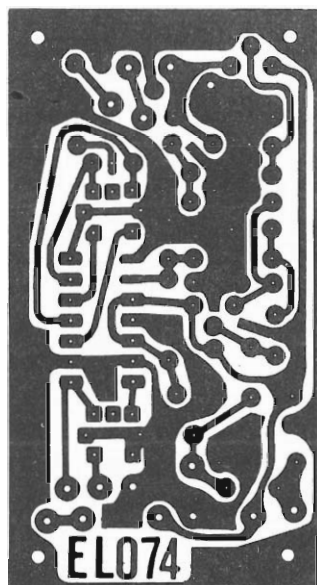
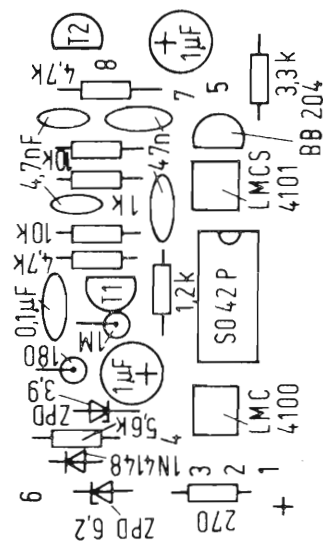
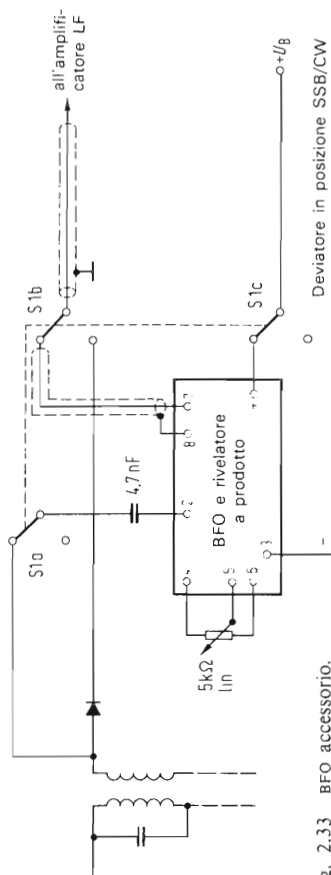
tore variabile in posizione mediana, e regolando il nucleo del trasformatore di FI ottenere il battimento zero. Non è necessario ritoccare la taratura dello stadio a FI accoppiato del ricevitore. La fig. 2.33 illustra invece lo schema di un BFO completo di rivelatore a prodotto, che impiega un circuito integrato SO 42 P. Questo circuito è stato desunto dalla rivista ELO 1977, n. 9, ed è adatto a quasi ogni tipo di ricevitore con FI da 450 a 465 kHz. La variazione di frequenza ottenibile è di ±3 kHz, ed un filtro di banda a LF con banda passante fra 1 e 3,5 kHz serve a ridurre le interferenze. L'accoppiamento del demodulatore esistente al circuito può essere effettuato in due modi (fig. 2.33):

- a bassa impedenza (punti di collegamento: 2 e 3);
- ad alta impedenza (punti di collegamento: 1 e 3);

in ogni caso collegandosi tramite un condensatore da 4,7 nF al secondario, o un condensatore da 47 pF al primario dell'ultimo trasformatore a FI.

Il montaggio del circuito può essere fatto su un circuito stampato a singola faccia di rame, e non risulta critico. Anche la taratura è semplice. Centrare sul ricevitore la banda passante di un segnale di una stazione AM (modulata oppure no), possibilmente

Fig. 2.33 BFO accessorio (secondo la rivista ELO).

Fig. 2.33 BFO accessorio.

forte, la cui frequenza non ha importanza, oppure collegare un generatore campione. Inserire il BFO e, col potenziometro da 5 kΩ in posizione centrale, regolare il nucleo del circuito dell'oscillatore, LMCS 4101, sino a battimento zero. Non è strettamente necessario, in genere, provvedere a ritarare il circuito accordato d'ingresso LMC 4100, data la larga banda passante di questo circuito.

2.3.2 Controllo del guadagno in RF

I controlli di guadagno (CAG, AVC) presenti nella maggior parte dei ricevitori non sempre sono in grado di compensare le forti variazioni di intensità di segnale che si verificano nella ricezione ad OC. Ciò dipende dal fatto che la tensione di controllo applicata agli stadi a FI e a RF viene ricavata nel demodulatore per semplice raddrizzamento, e viene quindi utilizzata senza ulteriore amplificazione. Inserendo un accessorio che provveda ad amplificare la tensione di controllo è possibile compensare anche forti variazioni di intensità del segnale. La ricezione avviene in tal caso a volume pressoché costante. In generale gli stadi controllati sono il primo stadio a RF ed il primo stadio dell'amplificatore a FI. Gli amplificatori a FI reagiscono più rapidamente all'aumento della tensione CAG rispetto agli stadi in RF, e il corrispondente breve tempo di ritardo che ne consegue migliora la cifra di rumore del ricevitore. Il più semplice modo per incrementare la tensione di controllo è mostrata dal circuito a duplicatore di tensione di fig. 2.34. Le semionde a tensione alternata della FI caricano alternativamente, tramite un distinto diodo, due condensatori posti in serie. Come risultato, in uscita è possibile ricavare una tensione di controllo di valore doppio della tensione di entrata. Dato che questo circuito possiede una bassa impedenza, carica corrispondentemente l'ultimo circuito a FI: a causa della riduzione di ampiezza della tensione a FI che ne deriva non si ha una tensione esattamente doppia in uscita.

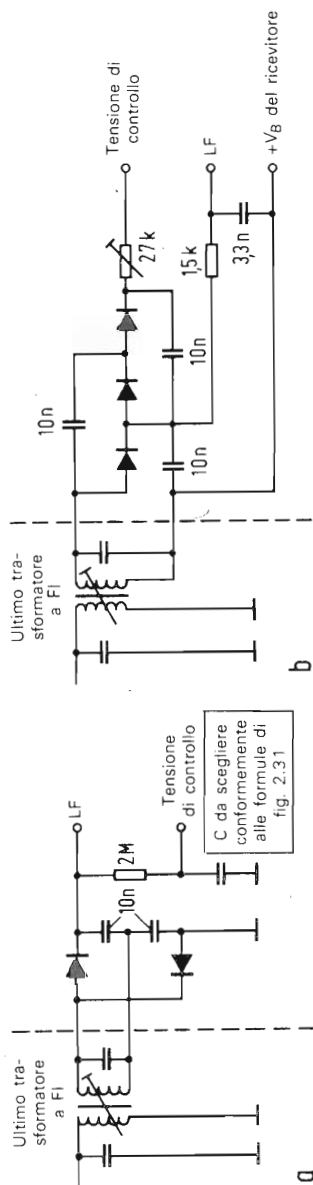



Fig. 2.34 Aumento della tensione CAG mediante duplicatore di tensione.

Altrettanto semplici da realizzare sono degli amplificatori in corrente continua ad uno o due stadi con transistori od amplificatori operazionali. L'impiego di speciali circuiti integrati quali amplificatori della tensione di controllo offre poi diversi vantaggi:

- elevata amplificazione;
- esteso campo di regolazione;
- ottima caratteristica di regolazione.

Esistono combinazioni di rivelatori AM, amplificatori CAG e demodulatori SSB, ovvero solo amplificatori specifici della tensione CAG, che possono essere derivati dalla LF del ricevitore. Due tipici circuiti di questo tipo sono l'SL 623 C e SL 620 C (621 C) della serie di "circuiti integrati per radiocomunicazioni" SL 600 della Plessey Semiconductors. Il generatore di tensione CAG SL 620 C(621 C) è un circuito che si deriva dalla LF progettato specificatamente per

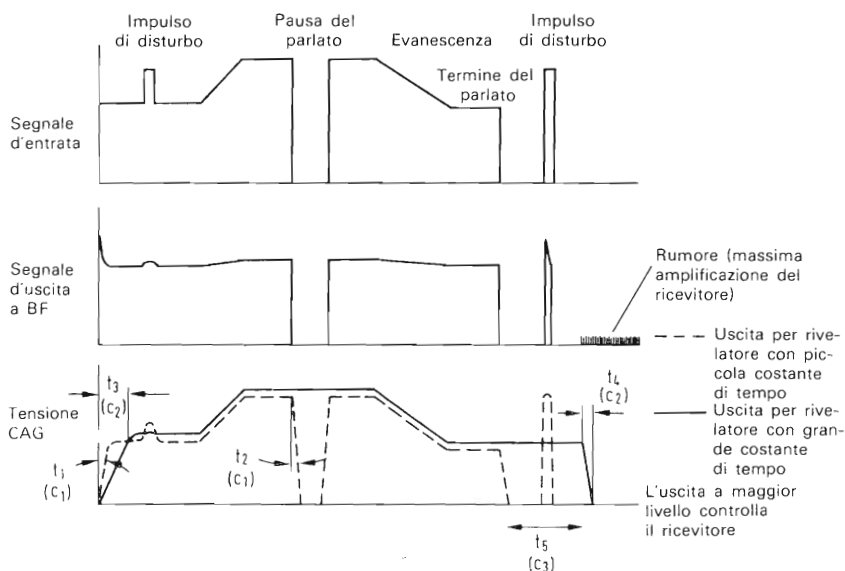



Fig. 2.35 Ottenimento della tensione CAG mediante i circuiti integrati SL 620/SL 623.

la ricezione SSB. Esso contiene due rivelatori con diversa costante di tempo, di modo che è possibile compensare segnali fluttuanti, ed anche segnali interferenti di breve durata, come mostrato nella parte inferiore della fig. 2.35. Il circuito ha un tempo di risposta assai rapido, con una eccezione importante: quando il segnale a LF va a zero, ossia nelle pause fra le parole, l'intervento del controllo si ha dopo circa 1 secondo (t_5 in fig. 2.35). In tal modo si evita il sovracontrollo durante le brevi pause del discorso. La tensione CAG ricavata, nell'esempio citato, viene applicata all'amplificatore a RF ed a quello a FI, che sono costituiti da circuiti integrati della stessa serie.

Il CI SL 623 contiene un rivelatore AM, l'amplificatore CAG ed il demodulatore SSB. La tensione CAG ricavata dipende solo dall'ampiezza della portante e non dalla percentuale di modulazione. La costante di tempo è determinata da un circuito RC esterno (potenziometro da 10 kΩ condensatore da 50 μF).

Altro interessante circuito CAG, particolarmente adatto per la ricezione di segnali CW ed SSB, è quello illustrato in fig. 2.36. In questo caso non viene utilizzata né amplificata la tensione di controllo del ricevitore, ma viene ricavata separatamente in apposito demodulatore. Per rispondere ai requisiti posti dalla ricezione in CW ed SSB, viene memorizzato per 0,5 s il valore massimo istantaneo della tensione a FI. Per la ricezione dei segnali A3 si può commutare su un tempo di memorizzazione di 0,1 s. Vi è inoltre la possibilità di passare dal CAG al controllo manuale.

Il circuito funziona in questo modo: la FI, previamente amplificata in uno stadio a FI in configurazione ad inseguitore di emettitore, viene raddrizzata (D1). La componente a c.c. carica il condensatore C2 ad una tensione proporzionale all'ampiezza della FI. L'amplificatore operazionale μA 741 amplifica la tensione di controllo e la applica agli stadi controllati a FI e RF del ricevitore. In posizione MVC del commutatore 2 è possibile il controllo manuale del guadagno mediante il potenziometro da 10 kΩ R18.

Il tempo di memorizzazione della tensione massima su C2, la

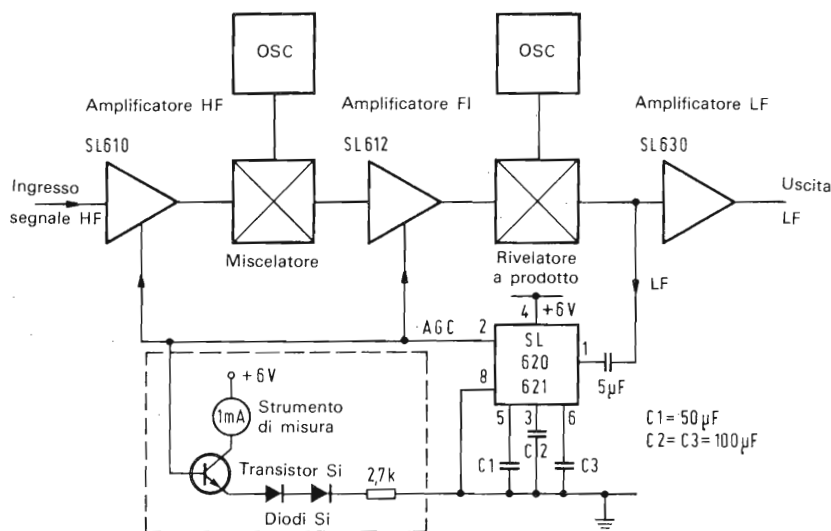
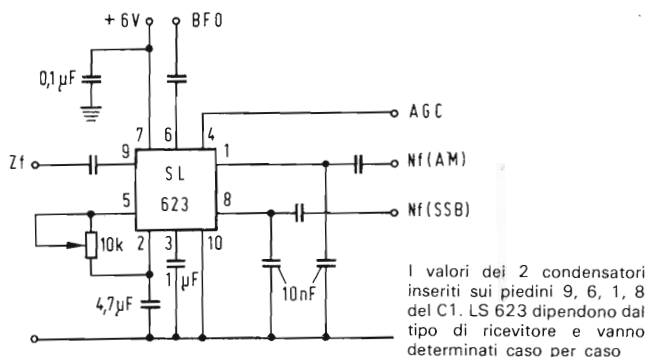



Fig. 2.35 Ottenimento della tensione CAG mediante i circuiti integrati SL 620/SL 623.

costante di tempo del CAG, è fissato dagli stadi a transistor T2 e T3. A monte del controllo di volume del preamplificatore a LF si preleva il segnale a LF e tramite C3 lo si invia sulla base del transistor T2. Così amplificata, la LF viene raddrizzata (D2) e la com-

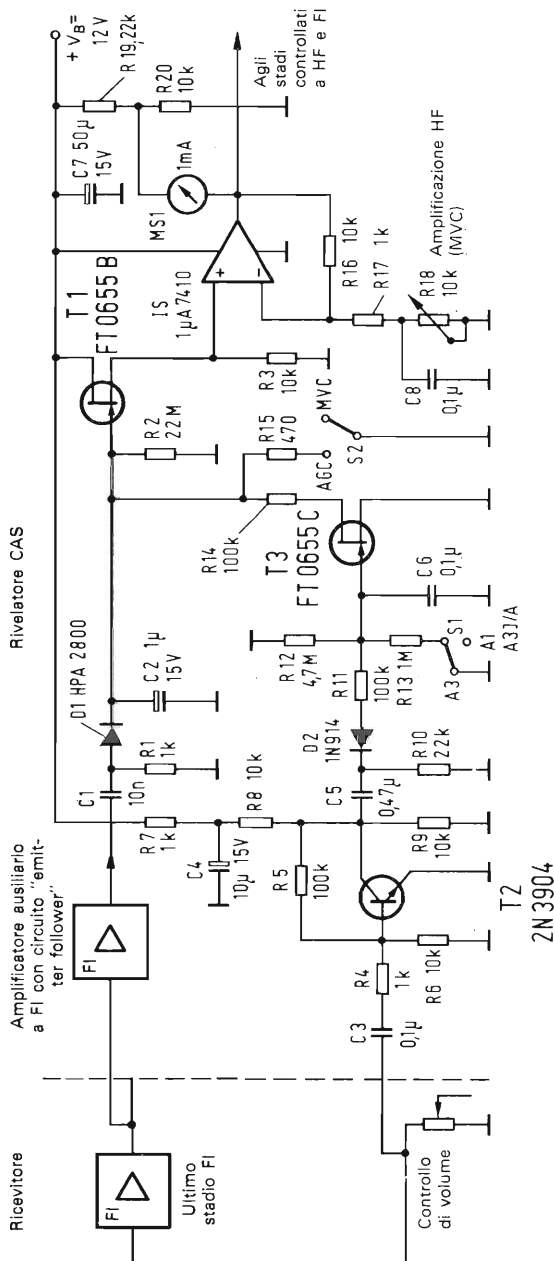



Fig. 2.36 Circuito demodulatore e CAG per segnali tipo A3, A1 e A3J/A.

ponente a c.c. (max 6 V) a sua volta memorizzata (su C6). Il tempo in cui si ha la scarica di C6 e, attraverso T3, anche di C2, e dopo il quale viene ristabilita la completa sensibilità del ricevitore, dipende dai valori delle due resistenze R12 ed R13. Con il commutatore 1 è possibile selezionare un tempo di 0,1 s (ricezione A3) o di 0,5 s (ricezione CW/SSB).

Controllo manuale del guadagno a RF

Nel paragrafo 2.2.4 si è già accennato alla necessità di poter disporre di un controllo manuale del guadagno. Ciò in particolare nel caso si ricevano segnali SSB, o quando sussistano forti interferenze. Non tutti i ricevitori per OC purtroppo sono dotati di questo controllo: con pochi componenti è possibile comunque inserirlo come accessorio.

La modifica si basa sul fatto che il ricevitore sia dotato di CAG. In fig. 2.37 sono illustrate le possibili varianti. Il caso più semplice è quello di un *controllo misto*: la tensione di controllo CAG viene applicata agli stadi a RF o a FI non direttamente, ma tramite un potenziometro. In tal modo è possibile, pur godendo di una regolazione automatica con i relativi pregi, di variare l'ampiezza della tensione di controllo e con essa l'amplificazione.

Per realizzare un effettivo *controllo manuale* (MVC, *Manual Volume Control*) è necessario misurare previamente l'ampiezza della tensione CAG in corrispondenza ad un segnale forte e ad uno debole. Questa tensione V_B, che può andare ad es. da 0,1 sino a 3 V, dovrà essere realizzata con un adatto circuito separato e sostituita, con un commutatore, alla normale tensione CAG.

2.3.3 Limitatori od eliminatori dei disturbi

Il sistema di modulazione e trasmissione più comune nelle OC, la modulazione di ampiezza (AM), è molto sensibile ai disturbi radio, che si producono ad es. per effetto di scariche atmosferiche, di motori elettrici o dell'azionamento di interruttori elettrici.

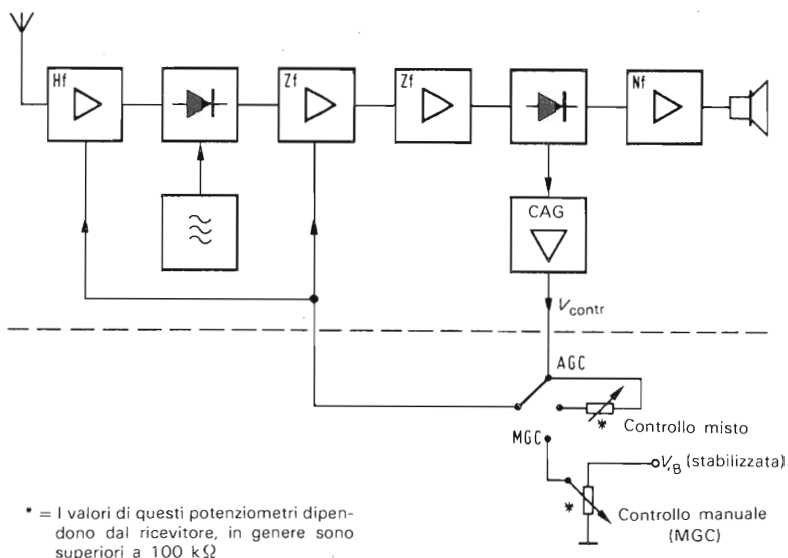



Fig. 2.37 Commutazioni per CAG, controllo misto e controllo manuale.

Questi disturbi radio sono del tipo ad impulso, di forte ampiezza, e si manifestano come crepitii o scoppiettii che si odono nell'altoparlante.
I dispositivi *limitatori dei disturbi* tagliano gli impulsi di disturbo al livello del segnale utile, o di un'altra soglia fissabile a volontà (fig. 2.38a). I crepitii ed i colpi vengono così ridotti di ampiezza e disturbano meno.
Gli *eliminatori dei disturbi* diminuiscono, o addirittura bloccano, per la durata di questi impulsi l'amplificazione di uno stadio a FI (regolazione retroattiva) o di uno stradio a LF (regolazione successiva) (fig. 2.38b). Si basano sul valore della tensione CAG. Colpi e crepitii vengono ridotti o del tutto eliminati (filtrati).

Segnale utile con impulsi di disturbo all'uscita del demodulatore

Andamento della tensione CAG corrispondente (segnale utile con impulsi di disturbo)

Segnale utile con impulsi di disturbo all'uscita del limitatore

Segnale utile con lacune selettive durante gli impulsi di disturbo

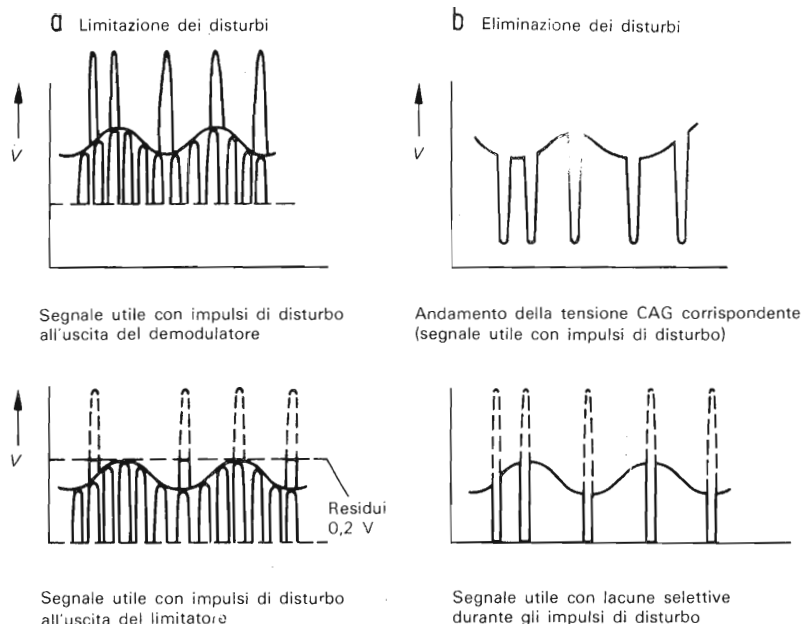



Fig. 2.38 Limitazione ed eliminazione dei disturbi.

Struttura e funzionamento

Il più semplice tipo di limitatore dei disturbi è costituito da un diodo al Ge, inserito, come mostra la fig. 2.39a, prima del diodo demodulatore. Ad interruttore chiuso, appena la tensione all'anodo supera 0,2 V il diodo conduce. In tal modo tutte le tensioni superiori a 0,2 V sono condotte a massa.

La fig. 2.39b mostra invece un circuito limitatore dei disturbi. Il diodo limitatore è polarizzato in senso diretto, con una tensione regolabile col potenziometro da 47 kΩ. La soglia di limitazione è dunque variabile, e può così venire adattata all'ampiezza istantanea dell'impulso di disturbo, ovvero del segnale utile.

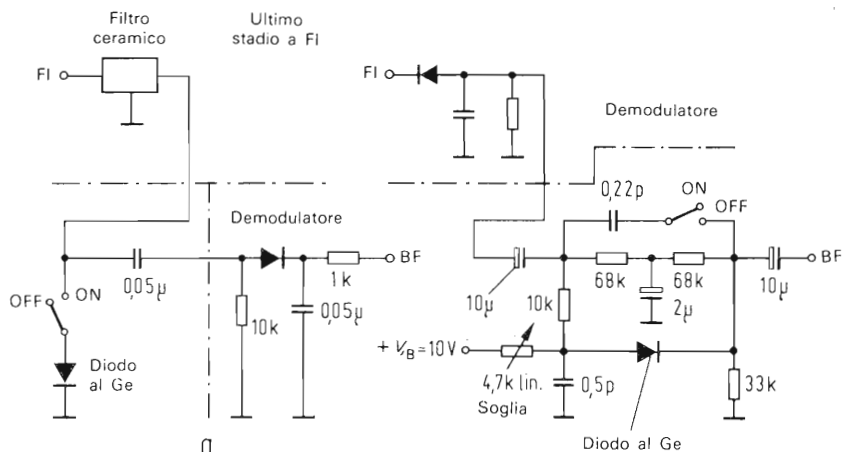



Fig. 2.39 Limitatore di disturbi con (a) e senza (b) polarizzazione variabile.

Il circuito eliminatore dei disturbi di fig. 2.40 è posto fra il demodulatore e l'ultimo stadio a FI, non controllato dal CAG. Gli impulsi di disturbo giungono, attraverso la rete differenziatrice costituita da 10 nF/47 kΩ, alla base del transistor AC 122. La rete differenziatrice lascia passare per intero il fronte dell'impulso di disturbo, ma blocca il segnale utile. L'AC 122 amplifica l'impulso di disturbo e pilota tramite il condensatore da 37 nF il transistor M 9571. Per la durata di questo impulso l'M 9571 conduce, il che significa che la resistenza aggiustabile da 5 kΩ (trimmer) si trova in parallelo al ramo inferiore R della rete di polarizzazione di base dello stadio a FI. Corrispondentemente l'amplificazione dello stadio a FI si riduce, ed il disturbo viene "filtrato". Se giunge invece un segnale utile, tramite la resistenza da 100 kΩ esso giunge alla base del M 9571 ed esclude lo stesso. In tal modo si evita che forti segnali utili possano bloccare lo stadio a FI.

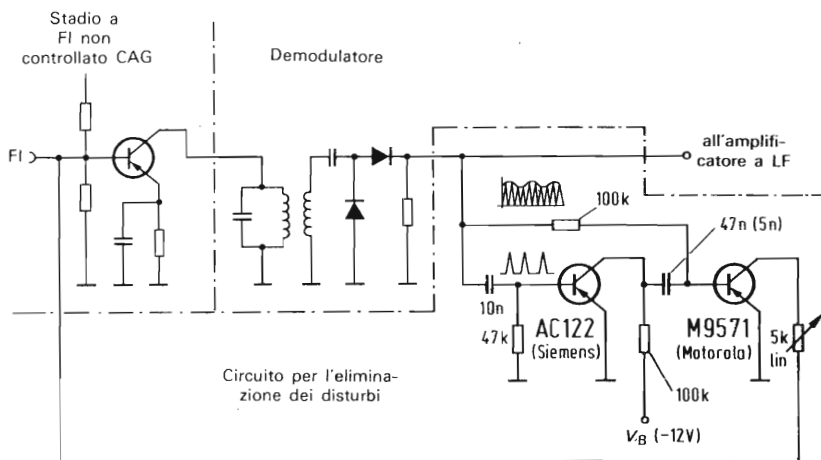



Fig. 2.40 Circuito eliminatore di disturbi.

2.3.4 Filtro selettivo a 5 kHz

La distanza fra le frequenze dei trasmettitori nella banda delle OC è fissata su base internazionale a 5 kHz; in pratica è facile riconoscere che ogni 5 kHz si riceve una stazione. Nei più semplici ricevitori ad OC con mediocri caratteristiche di selettività si presenta spesso il fischio dell'interferenza a 5 kHz. Questo sgradevole effetto collaterale può venire ridotto od eliminato con un filtro posto fra il demodulatore ed il primo stadio a LF.
In fig. 2.41 si vede il relativo circuito, basato su una rete di controreazione a doppio T. Grazie al transistor BC 238 che presenta alla rete un'alta impedenza, il picco di attenuazione a 5 kHz ha valori elevati (circa —30 dB) e si presenta con fianchi ripidi. Tutte le altre frequenze passano senza essere attenuate al collettore del transistor, che può venir sostituito da altro del tipo npn.

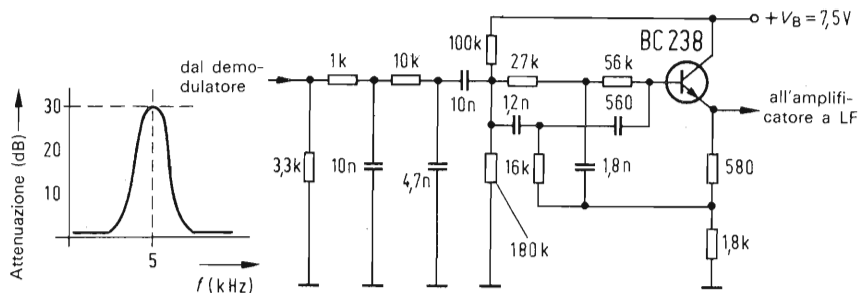



Fig. 2.41 Filtro passa banda a 5 kHz.

Struttura e funzionamento

I valori indicati dei componenti (R e C) vanno scrupolosamente rispettati, altrimenti il picco di attenuazione si presenta meno netto e selettivo. Tutti i condensatori siano del tipo in polistirolo (Styroflex); le resistenze da 1/20 W. Se i componenti vengono montati verticali l'intero circuito occupa pochissimo spazio. Il filtro viene montato permanentemente e risulta sempre inserito, anche nel caso che venga impiegato congiuntamente ad un filtro "notch" (a soppressione di banda).

2.3.5 Filtro notch (filtro a soppressione di banda)

Filtro notch attivo per CW D 36 HP 010

Il filtro descritto funziona da filtro "notch" nella ricezione dei segnali A3, e quale filtro selettivo nella ricezione di segnali A1. In entrambi i modi operativi è possibile variare la frequenza di risonanza nonché la larghezza di banda del picco di attenuazione, ovvero la banda passante per il CW.

Lo schema del circuito è dato in fig. 2.42, parte inferiore. Consta di 4 amplificatori operazionali del tipo 741. Il segnale a LF viene applicato tramite C1 (che serve al tempo stesso per disaccoppiare l'eventuale componente a c.c. dello stadio a LF del ricevitore).

Fig. 2.42 Filtro notch a BF per CW.

Il campo di frequenza coperto è determinato dalla combinazione di P1, R5, C2, rispettivamente P2, R8, C3. P1 e P2 costituiscono in effetti le due sezioni di un potenziometro doppio coassiale, reperibile in commercio come potenziometro "tandem" o per usi stereo.
La larghezza di banda è modificabile con P3. Il doppio deviatore S1 consente di commutare i due modi operativi. L'alimentazione è ricavata dal circuito di raddrizzamento mostrato sulla sinistra dello schema, che verrà collegato ad una tensione alternata di 10-11 V_{eff} ricavabile dal trasformatore di alimentazione da rete del nostro ricevitore.

Struttura e funzionamento
Il circuito stampato del prototipo aveva le misure 90 × 65 mm, e risulta facilmente inseribile in un ricevitore esistente. Naturalmente si può pure impiegare uno scatolino separato.
Benché le varie commutazioni si possano realizzare con interruttori separati, conviene usare un commutatore triplo rotativo a tre posizioni, che consente di agire su una sola manopola. Il filtro può essere inserito fra stadio pilota e stadio finale a LF (in tal caso la terza posizione del commutatore servirà a bypassare il filtro); oppure ci si può collegare direttamente all'uscita a LF, evitando così di intervenire sul ricevitore. La resa a LF nel secondo caso è sufficiente solo per un ascolto in cuffia, a meno di adottare un ulteriore amplificatore a LF. Se la cuffia impiegata è a bassa impedenza occorrerà inserire un piccolo trasformatore adattatore d'impedenze.
In genere non vi saranno problemi di sorta nel regolare la frequenza per il miglior ascolto in posizione di filtro CW. Nell'operazione come filtro notch risulterà un tantino più complicato arrivare ad eliminare un segnale CW disturbante, perché il picco di risonanza è assai netto. Converrà disporre inizialmente il filtro in posizione "CW", regolando per esaltare al massimo la stazione che disturba, e commutare poi su "Notch": si osserverà che il distur-

batore è scomparso. Si udrà ancora soltanto l'effetto dei "clic" del tasto; se la portante è costante naturalmente non si avranno neppure questi ultimi disturbi.
L'amplificazione introdotta dal circuito per le frequenze non attenuate è circa 1. Come filtro CW l'amplificazione, nel campo di variazione normale delle frequenze, è di circa 3-6 dB.
Questo filtro si può naturalmente impiegare anche per altri scopi di selettività: modificando i valori dei componenti è possibile modificarne sia il fattore di merito (Q) che il campo di frequenze.
Lo schema esemplificato si presta praticamente entro tutto il campo della fonia a LF delle attuali trasmissioni SSB. Può tuttavia venire impiegato con ottimi risultati anche per l'SSTV (televisione a scansione lenta per scopi amatoriali).

Filtro notch a T semplice

Un filtro notch più semplice ma efficace è mostrato in fig. 2.43. Si basa su una rete a doppio T, la banda passante dipende dall'uguaglianza fra i due rami del T.[3] Perciò è necessario impiegare componenti a bassa tolleranza. I tre potenziometri debbono essere regolati contemporaneamente, e debbono quindi venire accoppiati meccanicamente in modo opportuno. Lo stadio amplificatore a transistor serve ad adattare il filtro al successivo amplificatore a LF del ricevitore. La tensione di alimentazione, fra 4 e 30 V, per la bassa intensità di corrente richiesta (circa 4 mA a 9 V), può essere direttamente ricavata dall'alimentazione del ricevitore.

Struttura e funzionamento

Il montaggio dei pochi componenti necessari può venire effettuato su un circuito stampato come quello di fig. 2.43. I potenziometri

---

[3] Il ramo superiore del T, col potenziometro da 100 kΩ, è un filtro passa-basso, il ramo inferiore del T, coi condensatori 99nF, un filtro passa-alto; la curva di banda passante risultante è illustrata in fig. 2.43.

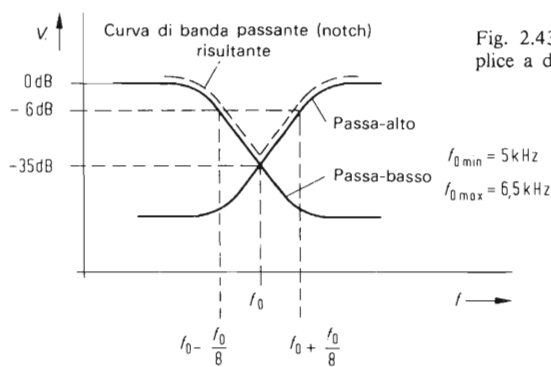
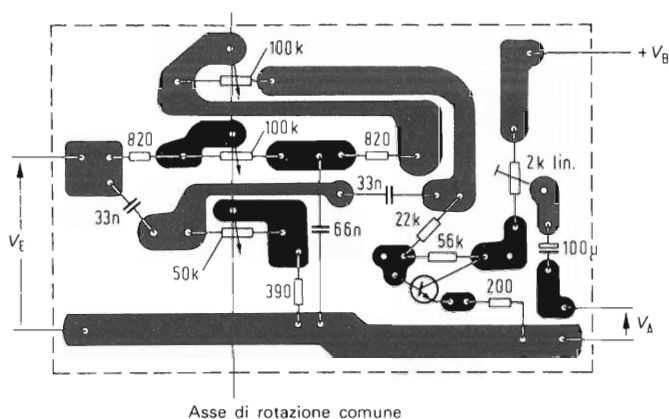
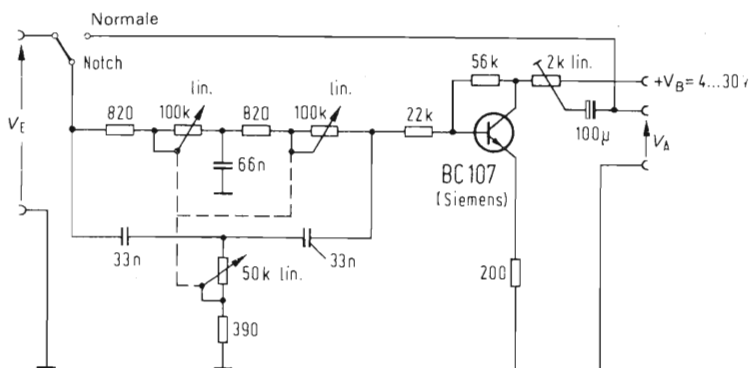



Fig. 2.43 Filtro notch semplice a doppio T.

sono disposti coassialmente ed accoppiati meccanicamente con un asse di materiale plastico. È importante la loro messa in passo, che si può effettuare nel seguente modo: scegliere due potenziometri simili da 100 kΩ e montarli come detto. Montare pure il potenziometro da 50 kΩ e portarli tutti al valore minimo di resistenza. Inserire nelle rispettive fessure per il cacciavite di regolazione una bandella di materiale plastico adatta, e fissarla con del collante. La bandella sarà fissata o ricavata da un asse cilindrico uscente sul davanti per il comando a manopola. Il modo di operare di questo filtro notch è semplice: ruotando contemporaneamente i tre potenziometri accoppiati il picco di attenuazione si sposta di frequenza fra circa 50 Hz e 6,5 kHz. Nella ricezione di segnali modulati in A3 il filtro notch viene escluso durante la ricerca delle stazioni. Una volta trovata la stazione desiderata, se questa risulta disturbata, si inserirà il filtro e ruotando lentamente a destra o a sinistra si potrà eliminare il disturbo o attenuarlo fortemente. L'efficacia del filtro può essere accresciuta riducendo la larghezza di banda a FI, ossia scegliendo una banda stretta per il filtro. È pure consigliabile progettare lo stadio a LF che segue in modo che la sua frequenza di taglio superiore sia attorno a 6,5 kHz.
Il montaggio del filtro notch, a causa della presenza dell'asse comune ai tre potenziometri, dovrà essere effettuato in prossimità della parte frontale del ricevitore. Dal punto di vista elettrico potrà essere collegato dopo il primo stadio a LF o dopo l'uscita. È pure possibile collegare una cuffia direttamente all'uscita del filtro.

2.3.6 Calibratori

I calibratori (generatori di frequenze tarate) sono montati nei buoni ricevitori dotati di scala di sintonia per permettere di verificare l'esattezza della scala.
Essi oscillano su frequenze relativamente basse ma precise, ad es.

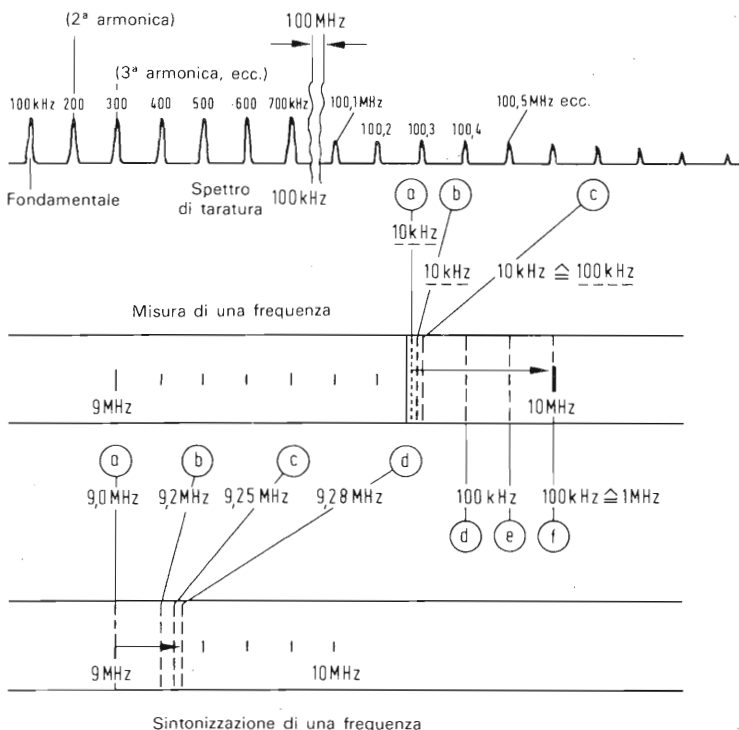



Fig. 2.44 Spettro dei segnali di taratura da 100 kHz; misura e sintonizzazione d'una data frequenza col calibratore.

50 kHz, 100 kHz, 200 kHz od 1 MHz. Il circuito dell'oscillatore è dimensionato in modo che l'elemento attivo (transistor) risulti fortemente sovrapilotato, per cui vengono emesse non solo la frequenza fondamentale, ma numerosissime armoniche, sino ad una estensione di frequenza di 100 MHz. Viene cioè emesso un intero spettro di frequenze, i cui segnali vengono ricevuti in successione sulla scala ad una distanza fissa pari a quella della frequenza fondamentale, ad es. 100 kHz (fig. 2.44, parte superiore).

Ai fini della taratura questo segnale composito (basato ad es. sulla

fondamentale di 200 kHz o 1 MHz) viene applicato all'ingresso di antenna, escludendo l'antenna stessa. Se si inserisce il BFO, ruotando la manopola di sintonia si sentiranno dei fischi di calibrazione (marche) ogni 200 kHz o 1 MHz della scala, mentre contemporaneamente si avrà la deviazione dello strumento indicatore. Se le deviazioni fra marca di calibrazione ed indicazione della scala sono costanti sarà possibile agire meccanicamente sull'indice della scala in modo da portare in coincidenza marca ed indicazione corretta. In tal modo si può verificare e correggere le indicazioni della scala di sintonia.
Sono pochi tuttavia i ricevitori ad OC usati dai BCL (*Broadcast Listeners*, ascoltatori delle OC) predisposti per simili aggiustamenti meccanici della scala. Il calibratore può venire impiegato utilmente in altri due modi:

1. misure di frequenza;
2. predisposizione del ricevitore su una data frequenza.

La precisione della misura ovvero della sintonia dipende dalla frequenza minima del calibratore.
Per la *misura della frequenza* – compito che può rendersi necessario per determinare la frequenza di trasmissione di una stazione ricevuta – si procede come segue (fig. 2.44, al centro):

1. Inserire il BFO e sintonizzare il ricevitore esattamente sulla frequenza della portante della stazione ricevuta, al centro (massima deviazione dello strumento, battimento zero).
2. Commutare il ricevitore sul calibratore e predisporre il calibratore su posizione 10 kHz.
3. Sintonizzare esattamente il ricevitore sulla marca di taratura (fischio) successiva (a).
4. Commutare in successione il calibratore su 50 kHz, 100 kHz ed 1 MHz e verificare se per caso la stazione non cade in corrispondenza ad una di queste marche.
5. Se questo non è il caso, come avviene nell'esempio illustrato, sintonizzare lentamente il ricevitore sulla prossima marca da 1 MHz e, variando opportunamente la posizione del calibratore,

contare il numero di marche che successivamente si incontrano. In particolare: contare (calibratore su 10 kHz) il numero di marche da 10 kHz (b) sino alla prossima marca da 100 kHz (c); poi (calibratore su 100 kHz) il numero di marche da 100 kHz (d) (e) sino ad incontrare la prossima marca da 1 MHz (f). Nel nostro esempio la misura della frequenza secondo questo principio dà questi risultati:

1. Dal primo fischio (marca) da 10 kHz si contano altre due marche da 10 kHz sino alla marca da 100 kHz successiva (calibratore alternativamente commutato su 10 e 100 kHz).
2. Dal primo fischio a 100 kHz se ne contano altri 3 sino al prossimo fischio da 1 MHz (sulla scala di sintonia si legge pressapoco una frequenza di 10 MHz in questo punto).
3. La frequenza misurata è quindi:
   10 MHz – (3 × 100 kHz) – (2 × 10 kHz) = 9680 kHz.

La stazione ricevuta potrà avere una frequenza al massimo 5 kHz inferiore a quella misurata con tale procedimento.
La precisione della misura dipende, come si è detto, dal valore della frequenza minima del calibratore. Se, come nel nostro caso, questa è di 10 kHz, l'imprecisione massima ammonterà a 5 kHz; se la frequenza minima è di 1 kHz l'errore non supererà 500 Hz.
L'altro caso di impiego del calibratore è la *sintonia precisa del ricevitore su una frequenza assegnata* (fig. 2.44, parte inferiore). Si voglia ad es. sintonizzare il ricevitore esattamente su 9280 kHz. A tal fine si inserisce il BFO, si commuta il ricevitore sul calibratore e si procede come segue:

1. Disporre il calibratore sulla posizione 1 MHz.
2. Portare l'indicatore di sintonia sulla marca da 1 MHz più prossima a 9 MHz (a).
3. Commutare il calibratore su posizione 100 kHz; il fischio si mantiene nella medesima posizione (si tratta della 90ª armonica dei 100 kHz).

4. Spostare la sintonia del ricevitore sino ad udire successivamente, aumentando la frequenza, la prossima (91ª armonica = 9100 kHz) e la successiva marca da 100 kHz (92ª armonica = 9200 kHz) (b).
5. Commutare il calibratore su 50 kHz: si ode sempre la marca di taratura (è la 182ª armonica della frequenza di 50 kHz).
6. Spostare la frequenza del ricevitore, in aumento, sino ad udire la prossima marca (183ª armonica = 9250 kHz) (c).
7. Commutare il calibratore su 10 kHz; la marca di taratura è mantenuta (925ª armonica della fondamentale di 10 kHz).
8. Spostare la sintonia verso le frequenze crescenti, sino ad udire la terza successiva marca di taratura (928ª armonica = 9280 kHz) (d).

Abbiamo così sintonizzato il ricevitore esattamente su 9280 kHz. Se si desidera la sintonia su di una frequenza intermedia fra le marche da 10 kHz, la frequenza minima emessa dal calibratore dovrebbe essere di 1 kHz; in difetto, interpolare ad occhio. La precisione risulta in genere sufficiente per la ricerca delle stazioni di radiodiffusione.

Semplice generatore di frequenze di taratura (200 kHz, 500 kHz o 1 MHz)

I calibratori devono risultare precisi, perciò l'elemento che determina la frequenza è di regola un cristallo di quarzo.

In fig. 2.45 è mostrato il circuito di un semplice oscillatore, in cui il quarzo è inserito in controreazione. Mediante il trimmer capacitivo è possibile compensare le piccole differenze di fabbricazione nella capacità del quarzo. Lo spettro composito di frequenze per la taratura viene ricavato tramite una piccola capacità di 1 pF ed un cavo coassiale. Commutando in parallelo diversi quarzi con relativi trimmer è possibile disporre di diverse frequenze fondamentali coi relativi spettri di frequenza.

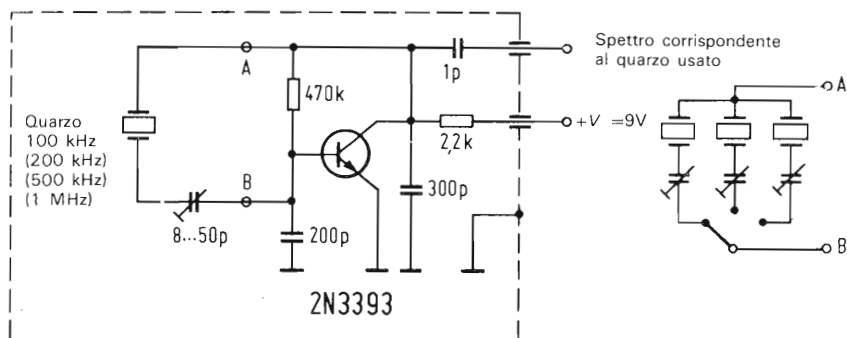



Fig. 2.45 Calibratore semplice.

Calibratore a circuito integrato commutabile per diversi spettri di frequenza (100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 50 kHz e 100 kHz)

Il calibratore il cui schema è dato in fig. 2.47 ha una struttura completamente diversa. Le diverse frequenze base non vengono ottenute commutando i corrispondenti quarzi, ma per divisione di una singola frequenza controllata a quarzo.

Nella parte sinistra di fig. 2.46 troviamo l'oscillatore vero e proprio basato, come pure il divisore di frequenza, su di un circuito integrato: il circuito integrato TAA 151 (Siemens), che contiene tutti i componenti che nello schema si trovano entro il rettangolo tratteggiato. Al piedino 8 è disponibile la frequenza, molto stabile, di 100 kHz con il suo spettro di armoniche di taratura. Nella parte destra si vede come essa venga divisa successivamente da ciascun contatore SN 7490 (Texas Instruments) per 2 o per 10. Un commutatore seleziona la frequenza d'uscita con il suo spettro d'armoniche. È possibile naturalmente limitarsi alle frequenze base di 100, 50 e 10 kHz: in tal caso è sufficiente un solo IC SN 7490.

3×SN 7490

+V_B=5V (5mA)

+V_B=5V (max.75mA)

TAA151 (Siemens)

0,2 μ 39k 10k 6,8k 20p 22p 680 Q 100kHz 200 p 39 k 18p 10 k +1,7 +1,5V

50kHz 10kHz 1kHz 5kHz 100kHz 100Hz Spettri di frequenze

Quarzo 20p 22p 100Hz Ponticello 200p 680 1kHz TAA 151 10k 6,8k is Filo isolato 39k 18p 10k 10kHz Ponti cello 39k 0,2μ Ponticello

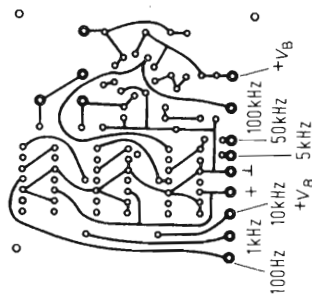
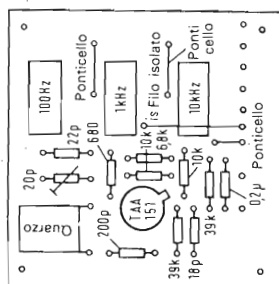
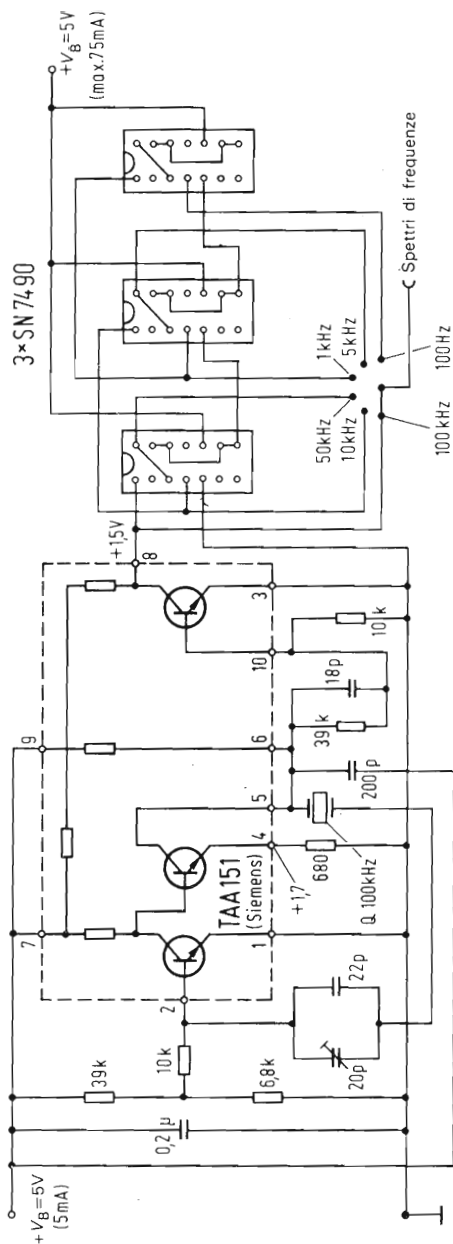



Fig. 2.46 Calibratore a circuito integrato, commutabile per varie frequenze base.

Struttura e funzionamento
Entrambi i generatori sono facili da costruire. Per l'oscillatore più semplice di fig. 2.45 è sufficiente una striscia con 5 capicorda saldabili, che servono da punti di sostegno dei componenti. Il calibratore può venire collegato al ricevitore, nel caso più semplice direttamente all'antenna, tramite un condensatore di accoppiamento da 300 pF; la soluzione può variare però a seconda del tipo di ricevitore. Può essere interessante provare a sintonizzare il ricevitore con l'antenna scollegata. È possibile che, anche senza antenna, nel campo di frequenza sopra i 10 MHz si ricevano alcune stazioni ovvero, a seconda del ricevitore, si odano come fischi alcuni segnali prodotti internamente (spurie). In tal caso sarà bene annotarsi le relative posizioni, per evitare di confonderle, nell'impiego normale con le marche di taratura, con i relativi errori. Può essere conveniente in certi casi inviare lo spettro di taratura direttamente al transistor miscelatore, cortocircuitando l'ingresso di antenna. In tal modo si evita che forti segnali possano coprire o confondersi con le marche di taratura.
Dato che negli schemi illustrati si possono impiegare quarzi di qualsiasi valore, è possibile in certi casi che l'oscillazione non parta immediatamente al momento in cui si alimenta il circuito. Si deve osservare in proposito che alcuni tipi di quarzi richiedono sino a vari secondi per raggiungere la massima ampiezza di oscillazione.

2.3.7 Termostato per quarzi

Se un oscillatore a quarzo viene fatto lavorare nel campo di temperatura ambiente fra $-10°$ e $+ 60\ °C$, è possibile con buoni quarzi ottenere una precisione di frequenza di $2 \cdot 10^{-5}$ nel migliore dei casi. Ciò vuol dire ad es. che per una frequenza di esercizio di 10 MHz il minimo di variazione di frequenza ammonta a $10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-5} = 20$ Hz; la deviazione effettiva può essere un multiplo di tale valore. Se un tale oscillatore a quarzo viene ad es.

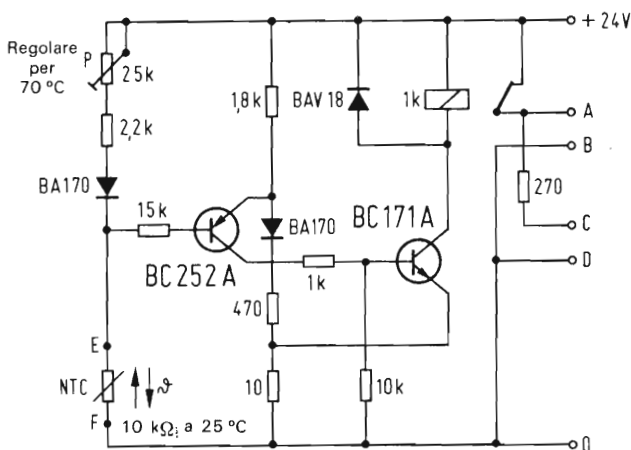
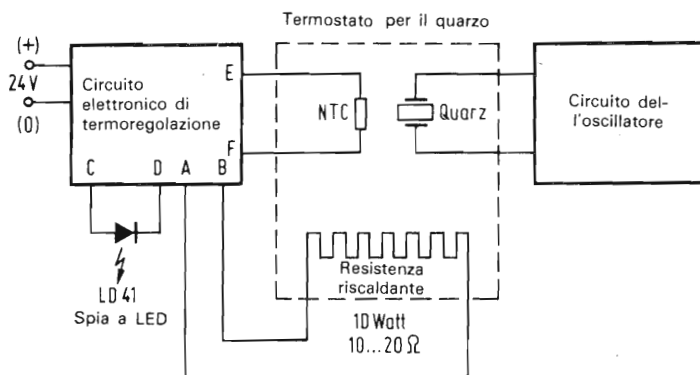



Fig. 2.47 Termostato per oscillatori a quarzo.

impiegato in circuiti per SSB una variazione di tale entità risulta eccessiva. Perciò è necessario provvedere ad una stabilizzazione della temperatura ambiente attorno al cristallo di quarzo. Ciò si realizza, di solito con temperature sui 70 °C, mediante un termostato per il quarzo. La fig. 2.47 mostra come questo viene rea-

lizzato, assieme al circuito elettronico di controllo, un regolatore di temperatura a due punti.
Per la misura della temperatura si impiega un ponte di resistenze, in cui una delle resistenze è un termistore (NTC, resistenza a coefficiente di temperatura negativo). Una delle diagonali del ponte è l'ingresso di un amplificatore a transistor a due stadi, di tipo complementare, la cui uscita pilota un relè.
La corrente di emettitore che scorre, attraverso la resistenza di 10 Ω nel ramo destro del ponte, nel transistor di uscita realizza un mutuo accoppiamento, per effetto del quale l'amplificatore funziona da interruttore dotato di isteresi.
Alle temperature inferiori nel relè non scorre corrente; esso viene attivato quando si raggiunge la temperatura fissata, regolabile mediante il potenziometro P nel campo fra 35 e 95 °C.
I diodi BA 170 servono a compensare gli effetti delle variazioni di temperatura sulla tensione base-emettitore del BC 252 A. In tal modo si rende la temperatura di commutazione del tutto indipendente dalla temperatura ambiente attorno ai componenti elettronici del circuito. Un diodo LED indica il funzionamento del circuito: esso si spegne quando si raggiunge la temperatura fissata.

Struttura e funzionamento

Il cristallo di quarzo, l'elemento riscaldante e la resistenza NTC vengono disposti all'interno di una scatola a pareti di alluminio, rivestita di materiale isolante termico (amianto), e ben chiusa ad es. con del mastice. Quarzo e resistenza NTC devono essere disposti vicini entro il termostato, affinché raggiungano la medesima temperatura. Per elemento riscaldante si impiega un filo di nichel-cromo o simile avvolto su un corpo ceramico, della resistenza di 10-20 Ω e della potenza di circa 10 W. Col circuito descritto è possibile mantenere la temperatura costante entro ±0,5 °C. La precisione ottenibile nella frequenza risulta migliore di $1 \cdot 10^{-7}$, ammesso che si usi un quarzo di buona qualità.

2.3.8 *Filtri ceramici (risonatori ceramici)*

Nel paragrafo 2.2.2 abbiamo accennato ai requisiti della parte a FI. Quando si modifica (o si costruisce ex-novo) un ricevitore dotandolo di filtri di tipo diverso, occorre considerare alcuni punti importanti. Se la FI è di 460 (455) kHz, le possibilità non sono molte; si può ad es. sostituire i filtri a circuiti accordati esistenti con dei filtri ceramici. Questi vantaggiosi dispositivi trovano attualmente sempre più largo impiego nei ricevitori moderni. Uno dei vantaggi per la costruzione commerciale in serie sta nel fatto che non richiedono taratura degli stadi a FI. Per quanto riguarda il miglioramento di selettività vicino alla frequenza centrale, i filtri ceramici sono migliori dei filtri a circuiti accordati mediocri. Dato che spesso non si sa a priori se i filtri montati sono buoni o mediocri, conviene verificare le caratteristiche di selettività del ricevitore. Se sono disponibili dati sulla banda passante, si potranno confrontare con i dati dei filtri ceramici. Se i dati non sono disponibili, occorre procedere alla misura della curva di banda passante dell'amplificatore a FI con un generatore sweep. Ciò naturalmente è più facile a dirsi che a farsi; perciò descriveremo un metodo semplificato per valutare la banda passante di un ricevitore. Si cerca una stazione priva di evanescenze, possibilmente non accompagnata da altre in un certo intervallo di frequenze (ad es. una ad OL o OM oppure nel campo fra 2 e 4 MHz), e se ne sintonizza accuratamente la portante f_p. CAG escluso, regolazione manuale. Annotare il valore (V) segnato dallo strumento di misura. Spostare poi la sintonia col comando di bandspread (o quello di sintonia principale), sino ad osservare sullo strumento un valore metà di quello precedente. Segnare il valore della frequenza di sintonia raggiunta. In fig. 2.48 il procedimento è mostrato graficamente.

Il tratto segnato con b è una misura relativa della banda passante (larghezza di banda). Se la misura è stata effettuata ad es. con il filtro a circuiti accordati, si potrà sostituirlo con il filtro ceramico e

ripetere allo stesso modo la misura, confrontando poi i valori ottenuti nei due modi.
Altra possibilità è offerta da una combinazione di filtri accordati e filtri ceramici, commutabile secondo necessità. Il filtro a circuiti accordati, normalmente più largo, si userà nella ricerca preliminare sulla gamma, il filtro ceramico verrà inserito se si manifestano interferenze vicino alla portante (interferenze da canale adiacente).
Nella tabella che segue riportiamo i dati principali di un certo numero di filtri ceramici per FI correnti:

Tipo	SFU 455 A	SFZ 455 A SFD 455 D	SFT 455 B	BFB-455 A
Frequenza centrale	455±2 kHz	455±2 kHz	455±2 kHz	455±2 kHz
Banda passante a −3 dB	10±3 kHz	4,5±1 kHz	4,5±1 kHz	8±2 kHz
Resistenza di ingresso ed uscita	3 kohm	3 kohm	3 kohm	—
Selettività	6 dB min (−10 kHz e inferiori) 4 dB min (+10 kHz e superiori)	20 dB min (−10 kHz e inferiori) 20 dB (+10 kHz e superiori)	36 dB min (−10 kHz e inferiori) 30 dB (+10 kHz e superiori)	
Attenuazione	5 dB max	9 dB max	10 dB max	
Altri dati	—	Ripple 1,5 dB Condens. da 56 pF	Ripple 1,5 dB	

Il tipo BFB-455 B è stato progettato per la sostituzione del condensatore di fuga sull'emettitore in uno stadio di amplificazione a FI, e serve ad incrementare la selettività di uno stadio a transistor dotato di filtro a circuiti accordati. Se il condensatore di accoppiamento fra le due sezioni di un filtro SFZ 455 A o SFD 455 D

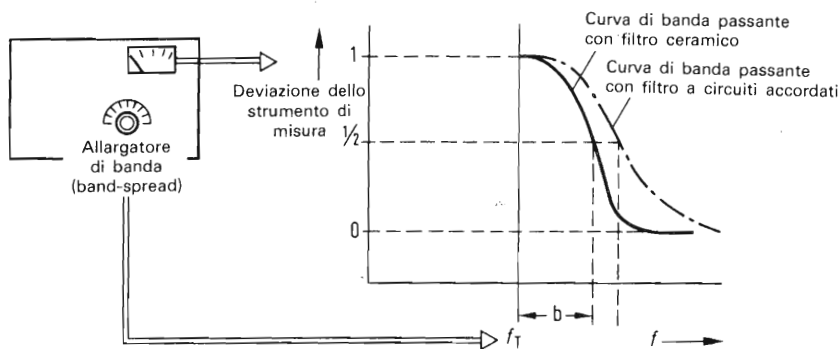



Fig. 2.48 Metodo per determinare la larghezza di banda a FI.

viene portato al valore di 100 pF regolabili, è possibile variare la larghezza di banda a FI (–3 dB) fra 4,5±1 kHz e 9 kHz.

2.4 Moderni ricevitori per onde corte

Nel seguito, ripartiti in base al prezzo, sono citati i più noti fra i ricevitori per onde corte rintracciabili sul mercato. (I prezzi indicati sono ricavati dai listini di prezzi raccomandati o da informazioni commerciali.) Gli apparecchi presentati sono significativi dello stato della tecnica nel 1977.

RICEVITORI FRA 300 E 500 DM

1. Telefunken Partner International 101 (330 DM)
È il più piccolo fra i ricevitori ad OC. Supereterodina a doppia conversione con prima FI variabile fra 3,585 e 3,935 MHz; seconda FI a 455 kHz con filtri ceramici. Scala parlante di sintonia leggibile con precisione di 10-15 kHz. Bande di frequenze e relative sensibilità (per 10 dB di S/N): banda marittima (2-4,4 MHz; 3,0 μV), 49

m (2,5 μV), 41 m (1,8 μV), 31 m (1,2 μV), 25 m (2,0 μV), 19 m (1,2 μV), 16 m (0,9 μV); possiede inoltre le bande ad OL, OM, OUC (FM) (*N.d.T.* modello recentemente uscito di produzione).

2. Sony ICF - 5900 W (385 DM)
Ottimo ricevitore. Super a doppia conversione (prima FI = 10 MHz, seconda FI = 455 kHz), con filtri ceramici. Oscillatore di calibrazione a 250 kHz, ricezione della SSB con rivelatore a prodotto. Scala parlante con precisione di lettura migliore di 10 kHz su tutte le gamme, che si estendono (in tre sezioni) da 3,9 a 28 MHz. Dotato pure delle OM ed FM. "Buco" di ricezione fra 1,6 e 3,8 MHz e fra 10 ed 11,7 MHz.

3. National Panasonic RF - 2200 (DR 22) (430 DM)
Presentato alla "Funkausstellung 1977". Super a doppia conversione (prima FI = 2 MHz, seconda FI = 455 kHz), con filtri ceramici, allargamento di banda commutabile, calibratore a 125 e 500 kHz, regolazione manuale del guadagno in RF, rivelatore a prodotto per la ricezione della SSB. Scala parlante di sintonia con precisione di lettura di 5 kHz grazie ad una demoltiplica molto curata. Bande di frequenza e relative sensibilità: da 3,9 a 28 MHz in 6 gamme (0,3-0,5 μV senza indicazione del rapporto S/N, 4-22 μV per S/N = 20 dB). Dotato pure delle OM ed FM. Buco di ricezione fra 1,61 e 3,9 MHz.

4. ITT Touring CD (500 DM)
Ricevitore per bande selezionate con indicatore digitale di sintonia a prezzo conveniente. Super a doppia conversione (prima FI = 2,022 MHz, seconda FI = 455 kHz), con filtri ceramici. Precisione della lettura di frequenza ±1 kHz. Gamme di frequenza: 49, 41, 31, 25, 19, 16 e 13 m, nonché OM ed FM.

1. Minix MR - 73 B (560 DM)
Nuovo ricevitore a copertura continua. Super ad una sola conversione, con FI di 455 kHz e filtro ceramico. Calibratore interno, rivelatore a prodotto per SSB, trimmer di antenna e limitatore di disturbi. Campo di frequenza e sensibilità: da 0,55 a 30 MHz in 4 gamme (0,3 μV per CW/SSB, 1,0 μV per AM con S/N = 10 dB). Allargatore di banda tarato per le bande dei radioamatori. Scala parlante di sintonia, con precisione di lettura normale 10-100 kHz; 5 kHz nel migliore dei casi per le bande allargate.

2. KenTec BCL - 1 (Weiland BCL - 1) (650 DM)
Nuovo (inizio 1978) ricevitore a copertura continua. Super a doppia conversione, filtri ceramici con larghezza di banda commutabile, trimmer di antenna, regolazione manuale del guadagno in RF, limitatore dei disturbi, rivelatore a prodotto per SSB, calibratore da 500/50 kHz. Campo di frequenza e sensibilità: 0,17-30 MHz (0,7 μV in SSB/CW, 1,0 μV in AM per S/N = 10 dB). Scala parlante di sintonia con precisione di lettura di 5 kHz in tutte le gamme.

3. Barlow Wadley XCR 300 (700-800 DM)
Apprezzato ricevitore a doppia conversione basato sul principio della sintesi di frequenza (Racal), che consente di ottenere una scala lineare con precisione di lettura di 5 kHz su tutte le frequenze (prima FI = 45,2 MHz, seconda FI = 2,7 MHz). Ricezione della SSB con rivelatore a prodotto, trimmer di antenna, commutatore di banda passante, calibratore. Campo di frequenze e sensibilità: da 0,5 a 30 MHz (0,5 μV). Inoltre sintonizzatore separato per FM, e a richiesta indicatore digitale di sintonia.

4. Kenwood R - 300 (790 DM)
Succede al mod. QR-666. Supereterodina a semplice conversione, con stadio a RF, FI 455 kHz (nel campo da 18 a 30 MHz però

doppia conversione con prima FI =4,034 MHz). Filtro ceramico con larghezza di banda commutabile, trimmer di antenna, regolazione manuale del guadagno in RF, limitatore dei disturbi, calibratore da 500 kHz (a richiesta). Campo di frequenze e sensibilità: da 1,25 a 30 MHz in 6 gamme, allargatore di banda tarato per le bande radioamatori o di radiodiffusione (1,0 μV in AM, 0,3 μV in SSB per S/N = 10 dB). Scala parlante di sintonia, con precisione di lettura normale di 50-250 kHz; 10 kHz nel migliore dei casi sulle bande allargate.

5. Grundig Satellit 2100 (800 DM)
Apprezzata super a doppia conversione dotata inoltre di bande allargate per tutte le gamme di radiodiffusione (prima FI = 2 MHz, seconda FI = 460 kHz). Filtri ceramici, commutazione della banda passante, trimmer di antenna; ricezione della SSB con accessorio a richiesta. Campo di frequenze e sensibilità: da 0,51 a 30 MHz; campo da 5 a 30 MHz in 8 gamme, entro cui si hanno poi le bande di radiodiffusione allargate (1-10 μV, S/N = 10 dB). Precisione di lettura normale 100 kHz, nelle gamme allargate 10 kHz (nel migliore dei casi). Dotato pure delle gamme OM ed FM.

6. National Panasonic RF-2800 LBS (DR 28) (800 DM)
Presentato alla "Funkausstellung 1977". Super a doppia conversione con indicatore digitale di frequenza (prima FI = 2 MHz, seconda FI = 455 kHz). Filtri ceramici con larghezza di banda commutabile, regolazione del guadagno in RF, ricezione della SSB. Campo di frequenze e sensibilità: da 3,2 a 30 MHz in 3 gamme (0,6-2 μV senza indicazioni di S/N; 10-30 μV per S/N = 20 dB). Lacuna fra 1,6 e 3,2 MHz. Dotato pure delle gamme OM, OL ed FM.

7. Sanyo RP-8880 (820 DM)
Presentato alla "Funkausstellung 1977". Super a doppia conversione con stadio a RF sintonizzabile, regolazione manuale del gua-

dagno in RF, commutazione della larghezza di banda, trimmer di antenna, rivelatore a prodotto per SSB, calibratore da 1 MHz, 100 e 10 kHz. Scala parlante di sintonia con precisione di lettura di 10 kHz max. Campo di frequenze da 0,5 a 30 MHz in 7 gamme; inoltre OL ed FM. Buco di frequenza fra 10 e 11,7 MHz.

8. Drake SSR-1 (800-850 DM)

Nuovo ricevitore a tripla conversione (prima FI = 44,5-45,5 MHz, seconda FI = 2-3 MHz, terza FI = 455 kHz), introdotto nel 1976. Preselettore, ricezione della SSB, calibratore da 1 MHz. Campo di frequenze e sensibilità: da 0,5 a 30 MHz in 30 gamme da 1 MHz (0,3-1 μV in SSB, 1-3 μV in AM per S/N = 10 dB). Scala analogica con precisione di lettura di 5 kHz.

9. Yaesu Musen FRG-7 (anche Sommerkamp FRG-7) (850-950 DM)

Noto inizialmente come Sommerkamp FRG-7. Super a tripla conversione (prima FI = 55,5-54,5 MHz, seconda FI = 2-3 MHz, terza FI = 455 kHz). Filtri ceramici, preselettore, attenuatore della tensione d'ingresso, ricezione della SSB. Campo di frequenze e sensibilità: da 0,5 a 30 MHz in 30 gamme da 1 MHz (0,7 μV in SSB, 2 μV in AM per S/N = 10 dB). Scala analogica con precisione di lettura di 5 kHz.

10. Nordmende Globetrotter 808 (850-900 DM)

Presentato alla "Funkausstellung 1977". Super a doppia conversione con stadio RF sintonizzabile (prima FI = 2 MHz, seconda FI = 460 kHz). Rivelatore a prodotto per SSB, regolazione manuale del guadagno in RF, trimmer di antenna, filtri ceramici con larghezza di banda commutabile. Campo di frequenze e sensibilità: da 1,58 a 19 MHz + 11 bande OC di radiodiffusione allargate (senza indicazioni di sensibilità). Scala parlante di sintonia con precisione di lettura normale di 50-200 kHz, nelle bande allargate

10 kHz nel migliore dei casi. Dotato pure delle gamme OL, OM ed FM.

RICEVITORI FRA 1000 E 5000 DM

1. National Panasonic RF-4800 LBS (DR 48) (1100 DM)
Presentato alla "Funkausstellung 1977". Super a doppia conversione con indicatore digitale di sintonia (prima FI = 2 MHz, seconda FI = 455 kHz), filtri ceramici con larghezza di banda commutabile, trimmer di antenna, rivelatore a prodotto per la ricezione della SSB, regolazione manuale del guadagno in RF. Campo di frequenze e sensibilità: da 1,6 a 3 MHz (con scala di sintonia), e da 3 a 27 MHz in 6 gamme (con indicazione digitale di frequenza), (0,6 μV senza indicazione di S/N, 3,0 μV per S/N = 20 dB). Precisione di lettura di 1 kHz. Non coperto il campo da 27 a 30 MHz; dotato pure delle OL, OM ed FM.

2. Grundig Satellit 3000 (1350 DM)
Presentato alla "Funkausstellung 1977". Super a doppia conversione con indicatore digitale di frequenza (prima FI = 2 MHz con filtro a quarzo, seconda FI = 460 kHz con filtro ceramico). Regolazione manuale del guadagno in RF, trimmer di antenna, ricezione della SSB, limitatore dei disturbi. Campo di frequenze: da 0,51 a 30 MHz (senza indicazioni di sensibilità). Precisione di lettura: 1 kHz. Dotato pure di OL ed FM.

3. Drake SPR 4 (2000 DM)
Ricevitore a copertura continua molto apprezzato. Super a doppia conversione (prima FI = 5,645 MHz, seconda FI = 50 kHz). Ricezione della SSB, preselettore, larghezza di banda commutabile, regolazione manuale del guadagno in RF, filtro notch e calibratore. Campo di frequenze e sensibilità: da 0,5 a 30 MHz ed OL da 150 a 500 kHz (0,25 μV in SSB e 0,5 μV in AM per un S/N = 10 dB). Scala con precisione di lettura di 1 kHz.

4. Sony CRF-320 (5000 DM)
Supereterodina a doppia conversione con sintetizzatore di frequenza (prima FI = 45,145 MHz, seconda FI = 455 kHz), filtro meccanico con larghezza di banda commutabile, rivelatore a prodotto per la ricezione della SSB, regolazione manuale del guadagno in RF, trimmer di antenna. Campo di frequenze e sensibilità: da 1,6 a 30 MHz (0,7 μV per S/N = 6 dB). Precisione di lettura 1 kHz. Dotato pure di OL, OM ed FM.

NUOVI MODELLI PRESENTATI NEL 1978/79

Grundig Satellit 3400 (1380 DM)
Tecnicamente simile al Satellit 3000, con nuovo design "Profi-Look" nero.

Yaesu Musen FRG 7000 (1400 DM)
Ulteriore sviluppo del FRG-7 con indicatore digitale di frequenza. Precisione di lettura 1 kHz. Orologio digitale (commutabile), ricezione SSB, regolazione manuale del guadagno in RF, commutazione della larghezza di banda.

Sony ICF 6700 W (senza indicazione di prezzo)
Ricevitore a copertura continua da 0,5 a 29,5 MHz con indicatore digitale di frequenza, precisione 1 kHz. SSB, MVC, larghezza di banda selezionabile.

Sony ICF 6800 W (1400 DM)
Ricevitore a copertura continua da 0,5 a 30 MHz a sintesi di frequenza (PLL); precisione di lettura 1 kHz. SSB, MVC, larghezza di banda commutabile.

Standard C-6500 (700 DM)
Ricevitore a copertura continua da 0,5 a 30 MHz; super a doppia conversione con scala di sintonia, precisione di lettura 5 kHz.

Grundig Satellit mod. 1400 (e mod. 2400)
Ricevitore a copertura continua: OL, OM, 6 gamme di OC (da 187 ad 11 m), con 6 bande allargate. Band-spread, S-Meter, indicatore digitale di sintonia, BFO per ascolto CW/SSB. Inoltre banda FM (stereo nel mod. 2400).

National Panasonic RF-4900 (DR 49)
Ricevitore da stazione fissa, a copertura continua (OL, OM, OC, FM). Controllo manuale di guadagno in RF, S-Meter, BFO, due larghezze di banda commutabili (5 e 3,4 kHz).

Trio-Kenwood R-1000
Caratteristiche simili al precedente (non comprende la gamma FM).

Drake R-7/DR-7
Eccellente ricevitore a copertura continua (0,1-30 MHz), con sintonia digitale, S-Meter, BFO, 4 larghezze di banda (da 6 a 1,8 kHz) commutabili (a rich.), notch-filter, ecc.

3 Antenne per la ricezione delle onde corte

"L'antenna è il miglior amplificatore a RF", nonché "ogni ricevitore vale quanto la sua antenna": sono concetti ben noti, che ogni BCL dovrebbe tenere bene in mente.
Il tipo di antenna usato dipende da varie circostanze:

- il campo di frequenza,
- l'ambiente circostante,
- i costi da affrontare.

Il *campo di frequenza* sarà in genere l'intero campo delle OC da 1,5 a 30 MHz. Chi intende specializzarsi nell'ascolto di determinate gamme (ad es. le bande tropicali) userà preferibilmente un'antenna sintonizzata per tale banda di frequenza, che potrà essere utilizzata (senza che l'antenna in tal caso guadagni) anche per la ricezione di altre bande ad OC.
L'*ambiente circostante*, ossia lo spazio disponibile e le possibilità di impiego connesse. Chiunque ad es. abiti in un grattacielo e voglia stendere un'antenna sino all'edificio vicino, incontrando la netta opposizione dell'amministrazione, capirà facilmente di quali problemi intendiamo parlare. Comunque, anche nel caso di situazioni fortemente limitate non bisogna darsi per vinti: esistono anche le antenne attive.
I *costi* hanno, come in tutti i fatti della vita, una discreta importanza anche nel caso della scelta di un'antenna. In genere però si potrà limitare la spesa mediante l'autocostruzione.
I diversi tipi di antenne si possono ricondurre a poche strutture fondamentali:

- il dipolo,
- l'antenna Marconi,
- l'antenna monofilare.

Consideriamo dunque questi tipi fondamentali.
L'*antenna a dipolo* si forma quando si apre una linea, come si è mostrato ad es. nel paragrafo 1.1.2 per un'antenna di trasmissione. Le sue dimensioni dipendono dalla frequenza di esercizio ($\lambda/2$ od un suo multiplo). Nel campo delle OC tali dimensioni variano fra 40 e 5 m. L'antenna a dipolo è dotata di direzionalità, ossia riceve in modo diverso le onde provenienti dalle varie direzioni. Inoltre ricevono preferenzialmente le onde a polarizzazione orizzontale. Aggiungendo un riflettore e dei direttori le antenne a dipolo acquistano inoltre caratteristiche direzionali ancora più spiccate.
L'*antenna Marconi a* $\lambda/4$ (quarto d'onda) è la forma più semplice dell'antenna a $\lambda/4$ con presa di terra. Essa è un dipolo verticale, di cui un polo è messo a terra. Il diagramma di radiazione verticale e orizzontale è strettamente influenzato dalla presa di terra. In determinate condizioni del terreno è possibile avere una marcata sensibilità per onde radio che incidono con bassi angoli.
L'*antenna monofilare* costituisce l'antenna che dal punto di vista meccanico risulta più semplice. Per antenne monofilari intendiamo tutte le antenne di lunghezza pari ad un multiplo della lunghezza d'onda o di $\lambda/2$.

3.1 Antenne a stilo

Le antenne verticali a stilo richiedono poco spazio e si prestano quindi particolarmente bene nei casi in cui lo spazio è limitato. La lunghezza dell'antenna accordata dipende dalla lunghezza d'onda a cui deve operare. Per lunghezze fra 3 e 6 m si comporta da antenna a larga banda. Nel dimensionare l'antenna occorre considerare che da essa proviene la maggior parte del rumore captato dal sistema di ricezione. Il rumore esterno, particolarmente intenso per le frequenze più basse delle OC, viene captato dall'antenna: quanto più questa è lunga, tanto maggiore sarà il

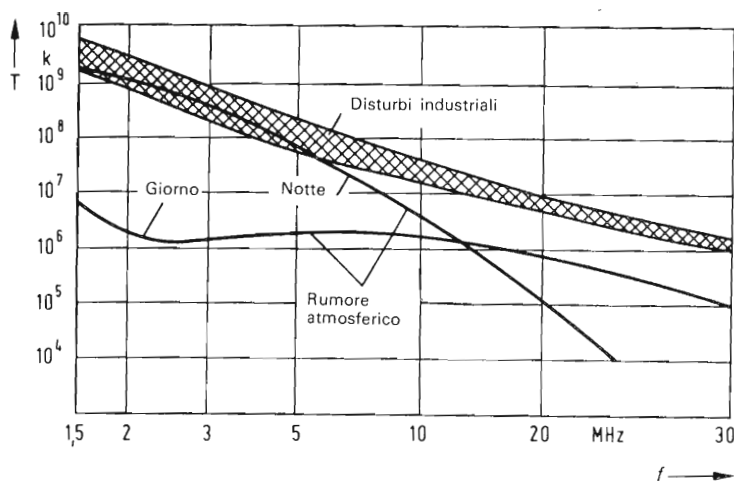



Fig. 3.1 Rumore da fonti esterne in funzione della frequenza.

rumore captato. Il *rumore esterno* è di due tipi fondamentali: *man made noise* (disturbi industriali) e i disturbi atmosferici (fig. 3.1).
Le antenne a stilo sono antenne verticali a ricezione circolare che ricevono preferenzialmente le onde a polarizzazione verticale (ad es. onde terrestri emesse da antenne trasmittenti verticali).
Tramite onda terrestre possono venir ricevute anche stazioni radio che irradiano con polarizzazione orizzontale, perché nella riflessione sulla ionosfera spesso interviene una variazione del piano di polarizzazione. Nel campo ricevuto è quindi sempre presente una componente utilizzabile.
Per il BCL è pure interessante la sensibilità dell'antenna a stilo per le onde di spazio che incidono con angoli piccoli-medi, ossia giungono da medie-grandi distanze (fig. 3.2).
Quanto sopra però è valido solo per il caso che la lunghezza dell'antenna sia minore di $\lambda/2$.
Se la lunghezza l è maggiore di $\lambda/2$ oppure è proprio eguale a λ,

Diagramma di radiazione verticale

$l < \lambda/2$

$E_{relativo}$

1,0 0,9 0,8 0,7 0,6 0,5

15° 30° 45° 60°

$l > \lambda/2$

$E_{relativo}$

1,0 0,9 0,8 0,7 0,6

15° 30° 45° 60°

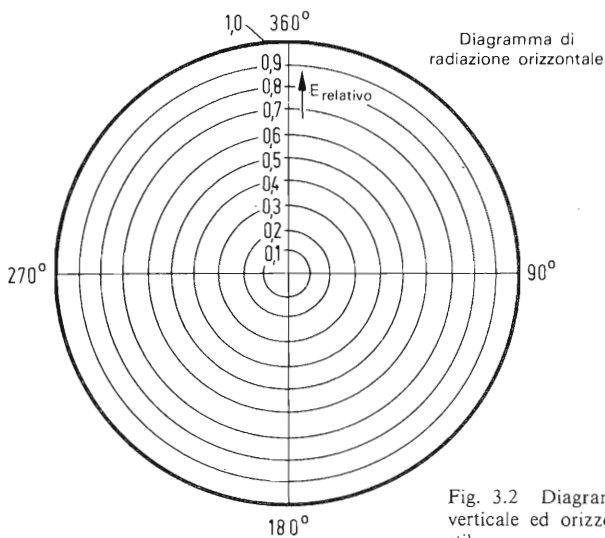
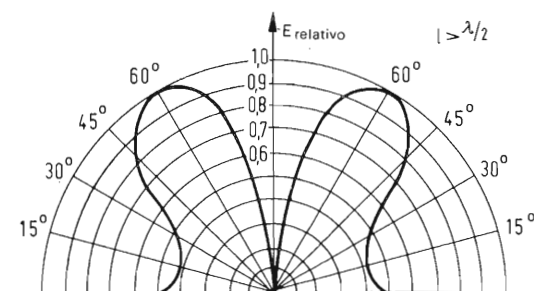
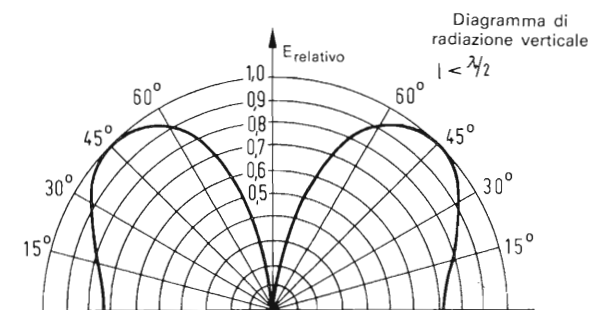



Fig. 3.2 Diagrammi di radiazione verticale ed orizzontale di antenne a stilo.

l'antenna presenta bassa sensibilità per le onde di spazio con basso angolo di incidenza (distanze DX). Dato però che in pratica è difficile realizzare antenne con lunghezze superiori a 6 m, un'antenna lunga ad es. 6 m presenterà tale inconveniente solo nella banda degli 11 m, dove in effetti si può lavorare con antenne accordate lunghe $\lambda/4$.

Realizzazione pratica di un'antenna a stilo da $\lambda/4$

Per l'impiego come antenna accordata per una data banda occorre in primo luogo calcolarne la lunghezza l:

$$l_{(m)} = \frac{\lambda_{(m)}}{4} \cdot 0{,}95$$

Per un'antenna a larga banda si userà una larghezza di 6 m (valore empirico). Il diametro dello stilo deve essere al minimo di 20 mm. Tramite certi rivenditori è possibile reperire antenne a stilo in sezioni collegabili per avvitamento, provenienti da residuati militari. Le singole sezioni sono lunghe circa 1 m e sono collegabili fra loro sino a raggiungere 6 m; richiedono poi di essere controventate su tre direzioni.
Per lo stilo si possono pure impiegare tubi di metallo leggero, reperibili a metro presso i rivenditori di metalli.
La *resistenza terminale* (impedenza all'estremo inferiore dello stilo d'antenna) ammonta a 50 ohm. È possibile quindi collegarli con cavo coassiale della stessa impedenza, direttamente (fig. 3.3).
Il piede dell'antenna sarà ricavato da materiale di recupero, oppure possiamo realizzarlo in legno come mostrato in fig. 3.4.
Da un pezzo di legno duro ricaviamo, o facciamoci tagliare presso un falegname, un prisma esagonale del diametro di circa 15 cm, ed altezza variabile in funzione della lunghezza dello stilo. Per un'antenna a banda larga lunga 6 m l'altezza sarà di 20 cm, per stili più corti potrà essere corrispondentemente inferiore. La fig.

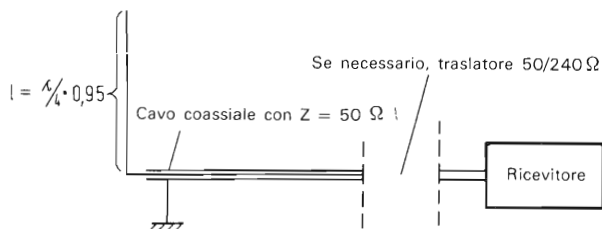



Fig. 3.3 Antenna a stilo accordato.

3.5 mostra come viene montato il collegamento alla linea d'antenna.

3.1.1 Antenna "Ground Plane"

L'*antenna "Ground Plane"* (a piano di terra) costituisce una variante dell'antenna a stilo. Essa è un'antenna a λ/4 dotata di

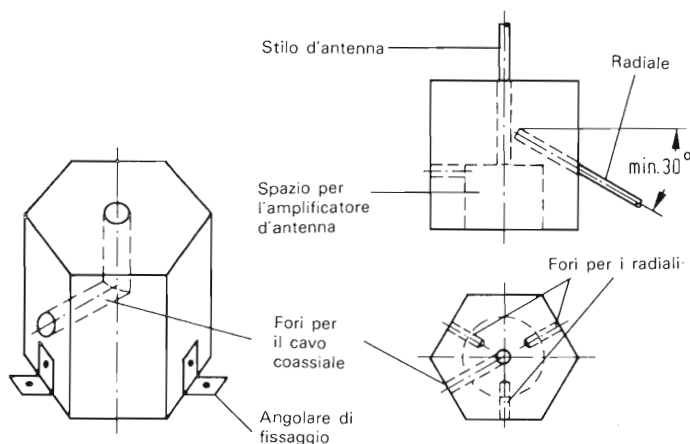



Fig. 3.4 Struttura della base dell'antenna.

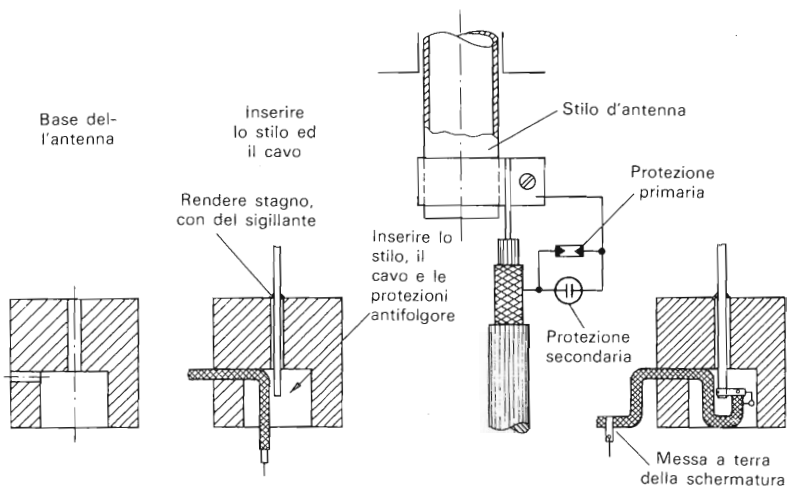



Fig. 3.5 Montaggio del cavo di collegamento d'antenna e della protezione dai fulmini.

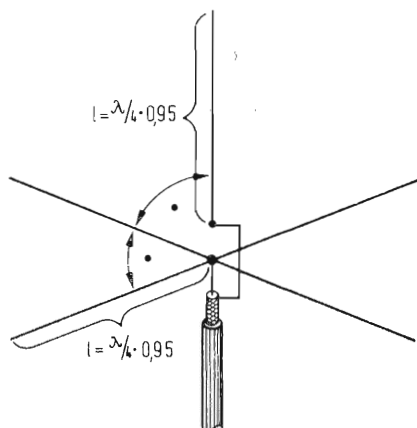
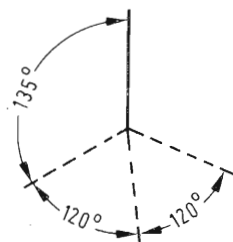
terra "artificiale" sotto forma di 3 o 4 tratti di conduttore lunghi $\lambda/4$ (*radiali*). Questi conduttori sono applicati radialmente alla base dello stilo ed elettricamente collegati alla calza schermante esterna del cavo coassiale (fig. 3.6).
Per effetto della terra così determinata, formata dai tratti radiali, il diagramma di irradiazione verticale viene modificato in modo da rendere l'antenna sensibile alle onde spaziali incidenti con angolo assai basso od alle onde terrestri.
Poiché le dimensioni dello stilo verticale e dei radiali dipende dalla lunghezza d'onda d'esercizio, la "Ground Plane" è un'antenna per banda specifica. Trova impiego specialmente in banda 11 m (CB) come antenna per stazione fissa (di ricezione e trasmissione).

a 4 radiali perpendicolari allo stilo impedenza caratteristica ca. 30 Ω. Forte disadattamento se si impiega cavo coassiale da 50 o 60/75 Ω.

b 3 radiali a 175° rispetto allo stilo. Impedenza caratteristica circa 50 Ω. Corretto adattamento con un cavo coassiale da 50 o 60/75 Ω.

Fig. 3.6 Antenna ground-plane: forma generica (a) e con impedenza caratteristica di 50 ohm con adatta conformazione.

3.2 Antenne monofilari

Le antenne monofilari (in inglese *Long-wire*) possono essere costruite e montate senza particolari difficoltà. Sono antenne a λ/2, in cui la linea di collegamento conta nel dimensionamento dell'antenna (per eccezioni vedi par. 3.2.3).

$$l_{(m)} = \frac{\lambda_{(m)}}{2} \cdot 0{,}95$$

Il materiale per realizzare l'antenna può essere trecciola di rame indurito o bronzosilicio del diametro di 5 mm. Si può pure impie-

gare della piattina da 300 ohm, i cui due conduttori in trecciola interni vengono saldati insieme alle estremità, ponendoli così in parallelo. Le antenne monofilari di lunghezza arbitraria fra 10 e 30 m, collegate al ricevitore tramite un accordatore d'antenna, possono venir portate in risonanza su praticamente tutte le gamme OC.
Il diagramma di radiazione verticale presenta una sensibilità massima per le onde che incidono con angoli bassi, ossia per onde di spazio provenienti da lunghe distanze (fig. 3.7).

3.2.1 Antenne ad L ed a T

Entrambe sono antenne a mezz'onda, in cui la lunghezza della linea di collegamento va contata nel dimensionamento della lunghezza dell'antenna. Con lunghezze fra 12 e 25 m e collegate tramite un accordatore d'antenna, possono venire impiegate come antenna per tutte le gamme (fig. 3.8).
La lunghezza di un'antenna accordata si calcola da:

$$\text{Antenna a L:} \quad l_{(m)} = a + b = \frac{\lambda_{(m)}}{2} \cdot 0{,}95$$

$$\text{Antenna a T:} \quad l_{(m)} = \frac{a}{2} + b = \frac{\lambda_{(m)}}{2} \cdot 0{,}95$$

L'impedenza caratteristica delle due antenne è elevata (alcuni kΩ) per cui l'adattamento alla maggior parte dei ricevitori è buono. I diagrammi di radiazione orizzontale e verticale sono dati in fig. 3.7.

3.2.2 Antenna obliqua

È un tipo di antenna monofilare omni-direzionale particolarmente apprezzata, con lunghezze fra 12 e circa 25 m. La sua caratte-

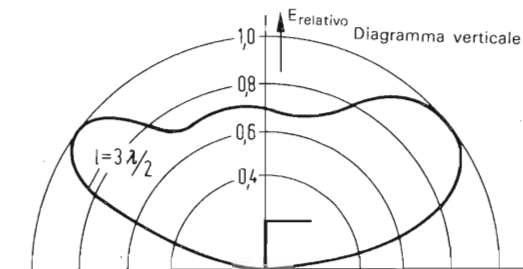
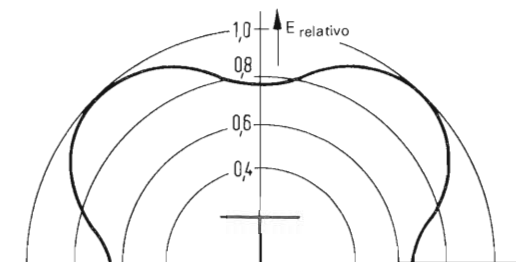
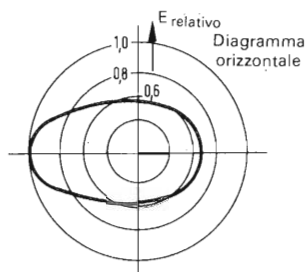
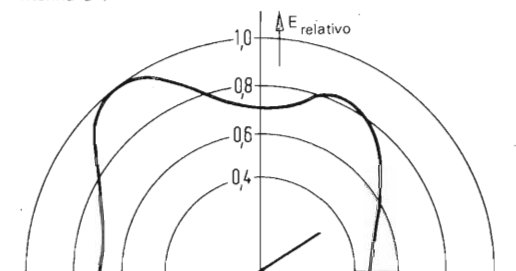
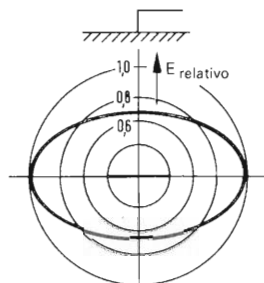
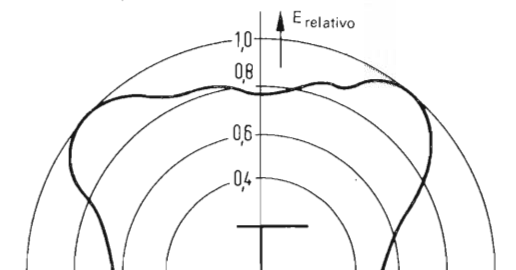
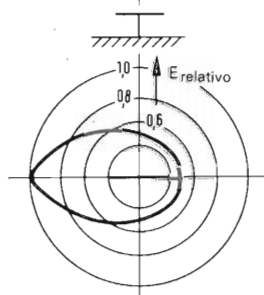
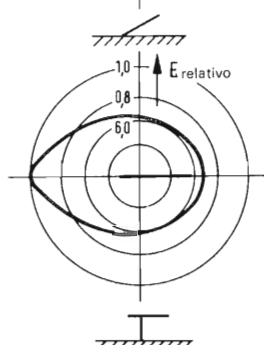



Fig. 3.7 Diagrammi di radiazione verticali ed orizzontali di antenne monofilari.

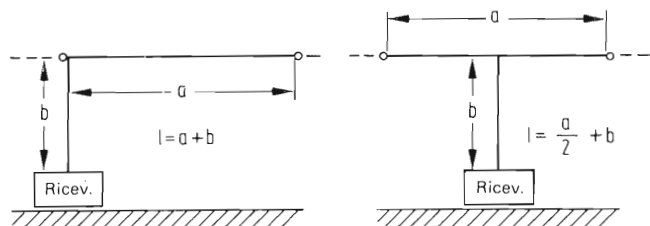



Fig. 3.8 Antenna ad L ed a T.

ristica è la disposizione obliqua con un angolo fra 30 e 50° (fig. 3.9). Grazie a tale disposizione è sensibile alle onde di spazio incidenti con qualsiasi angolo, il che significa fra l'altro diminuzione delle evanescenze.
Il diagramma di radiazione orizzontale è piuttosto largo (vedi fig. 3.7). La linea d'antenna sarà costituita da trecciola isolata (per es. trecciola per impianti luce da 0,75 mm^2) oppure da un cavo coassiale da 75 ohm con calza posta a massa. Il cavo coassiale comunque non dovrà essere più lungo di 2 m, altrimenti introduce un'eccessiva attenuazione. In entrambi i casi conviene collegare la linea al ricevitore attraverso un accordatore di antenna.

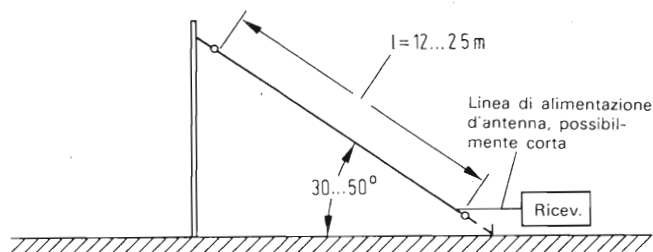



Fig. 3.9 Antenna obliqua.

3.2.3 Antenna Windom (a "presa calcolata")

L'antenna tipo Windom è un'antenna a mezz'onda, in cui la lunghezza della linea d'antenna può assumere un valore qualsiasi. La lunghezza dell'antenna vera e propria si calcola come al solito per $\lambda/2$:

$$l_{(m)} = \frac{\lambda_{(m)}}{2} \cdot 0{,}95$$

Il punto dove viene collegata la linea d'antenna divide l'antenna in due tratti nel rapporto 1:2 (un terzo e due terzi della lunghezza) (fig. 3.10). Impiegando per l'antenna e la linea conduttore del diametro di 1,5 mm, l'impedenza caratteristica si calcola in circa 600 ohm. L'antenna Windom assicura una buona ricezione non solo per la banda per cui è stata calcolata, ma anche per le bande di lunghezza d'onda pari a metà o un quarto della lunghezza d'onda fondamentale. Così ad es. un'antenna calcolata per la banda dei 49 m riceverà bene pure i segnali sui 25 e sui 13 m.

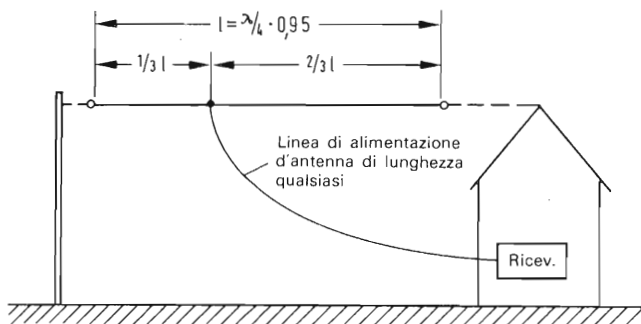



Fig. 3.10 Antenna Windom (a presa calcolata).

3.3 Antenne a dipolo

Queste antenne, propriamente direttive, presentano un diagramma di radiazione della forma approssimata di un 8. A motivo del diagramma verticale circolare esse sono in grado di ricevere anche le onde radio provenienti da zone che non è possibile coprire con antenne verticali, per l'alto angolo d'incidenza.
Come ha confermato pure l'esperienza pratica, i dipoli orizzontali come antenne per la ricezione delle OC presentano, rispetto alle antenne verticali, notevoli vantaggi, che dipendono dalla fisica della propagazione delle onde in questo campo di frequenze: così, i disturbi prodotti nelle vicinanze dell'antenna, i cosiddetti disturbi industriali, giungono all'antenna prevalentemente con polarizzazione verticale come onde terrestri, dato che per la propagazione delle onde spaziali su brevi distanze è adatto solo un ristretto intervallo di frequenze in cui predominano i disturbi atmosferici. Il dipolo orizzontale è particolarmente poco sensibile a tali onde terrestri, a causa del suo diagramma di radiazione verticale nonché della non corrispondenza delle polarizzazioni.

3.3.1 Antenna a dipolo semplice

Si distinguono il dipolo aperto ed il dipolo ripiegato. Il dipolo aperto (fig. 3.11a) presenta nel punto in cui è alimentato un'impe-

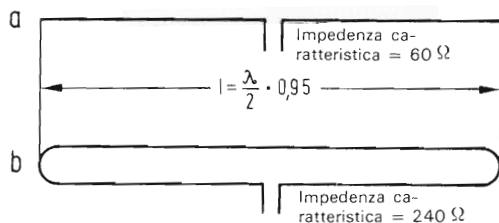



Fig. 3.11 Dipolo aperto (a) e ripiegato (b).

denza di 75 ohm, per cui vi può essere direttamente collegato un cavo coassiale da 75 ohm. Nel caso del dipolo ripiegato, l'impedenza nel punto di alimentazione (fig. 3.11b) vale 300 ohm, per cui la linea può essere costituita da piattina da 300 ohm.
La tabella che segue riporta le lunghezze dei radiatori per le diverse gamme di radiodiffusione, valide sia per il dipolo aperto che per il tipo ripiegato.

Banda	$\lambda/2$	Lunghezza del radiatore ($0{,}95 \cdot \lambda/2$)
60 m	30 m	28,5 m
49 m	24,5 m	23,28 m
41 m	20,5 m	19,48 m
31 m	15,5 m	14,73 m
25 m	12,5 m	11,88 m
20 m	10 m	9,5 m
19 m	9,5 m	9,03 m
13 m	6,5 m	6,18 m
11 m	5,5 m	5,23 m

Chi desidera costruire un dipolo per una determinata frequenza, si può calcolare la lunghezza con la formula seguente:

$$l_{(m)} = \frac{\lambda_{(m)}}{2} \cdot 0{,}95$$

Realizzazione pratica di antenne a dipolo

Il materiale per l'antenna può essere trecciola di rame indurito o bronzosilicio del diametro di 5 mm. La piattina da 240 (300) ohm è più facile da reperire; per accrescerne la resistenza alla trazione si collegheranno insieme i due conduttori interni.
Non occorre impiegare pesanti isolatori di porcellana se l'antenna

viene sospesa mediante corda di nailon (corda per biancheria). Dal punto di vista meccanico occorre tener conto nella costruzione che l'antenna a dipolo, in confronto agli altri tipi di antenne, deve affrontare carichi maggiori per quanto riguarda resistenza al vento, alla neve ed al ghiaccio.
A causa del suo effetto direzionale, i dipoli dovrebbero essere disposti normalmente alla direzione da cui provengono i segnali più ascoltati. Corrispondentemente essi si prestano ad eliminare o ridurre i segnali interferenti, dato che come antenna lineare posseggono un minimo di sensibilità nella direzione del loro asse.

3.3.2 Dipolo multibanda

Nel caso dei radioamatori la realizzazione di antenne multibanda risulta semplificata, dato che le bande dei radioamatori (bande "decametriche" di 80, 40, 20 e 10 m) sono fra loro in rapporto armonico (così ad es. una $\lambda/2$ per gli 80 m è una λ per i 40 m). Per la ricezione delle bande di radiodiffusione si è invece costretti a realizzare un dipolo distinto per ogni banda, collegandoli poi insieme. Nelle figg. 3.12a e b sono illustrati esempi di dipoli multibanda per linee di 60 e 240 ohm (in pratica, 75 e 300 ohm).

Suggerimenti per la costruzione pratica
Entrambe le antenne multibanda descritte hanno dimensioni ragguardevoli, che dipendono in ogni caso dalla lunghezza d'onda maggiore fra quelle che si vogliono ricevere. Se ad esempio si vuole includere la banda dei 60 m, si richiede uno spazio di 30 · 3 m solo per l'antenna. Tali dimensioni pongono problemi statici che occorre considerare. In particolare si dovrà tener conto dei seguenti punti:

1. Evitare la sollecitazione a trazione nei punti di alimentazione dei dipoli (fig. 3.13).
2. Analogamente, evitare che venga sollecitata la linea di alimentazione.

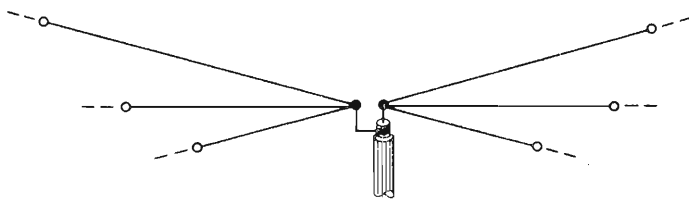
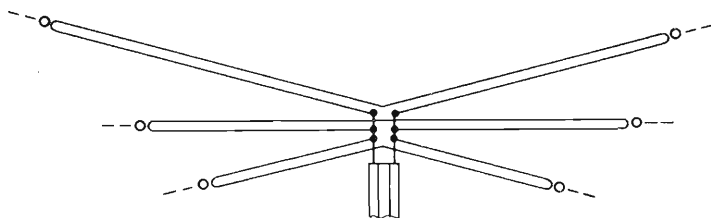



Fig. 3.12 Dipoli multibanda con cavi di collegamento da 60 e 240 ohm.

3. Impiegare un cavo portante principale (fig. 3.13).
4. Curare la sospensione elastica e senza strofinamenti dell'intera antenna.

Quale materiale per i dipoli si impiegherà piattina da 240 ohm. Per il cavo portante principale e gli altri tiranti si userà corda di nailon per bucato, priva di inserto metallico. Entrambi questi materiali si trovano dovunque e sono economici. La quantità di piattina necessaria complessivamente si ricaverà dai dati della tabella di pag. 126; si fa presto a raggiungere i 100 m.

La struttura dell'antenna è mostrata in fig. 3.14. I tratti di trecciola a cui si è tolto l'isolamento, agli estremi e nei punti di alimentazione dei dipoli, vanno accuratamente stagnati per evitarne l'arrugginimento. Dove il materiale plastico (PVC o polietilene) della piattina è stato tagliato si provveda, con l'ausilio di un salda-

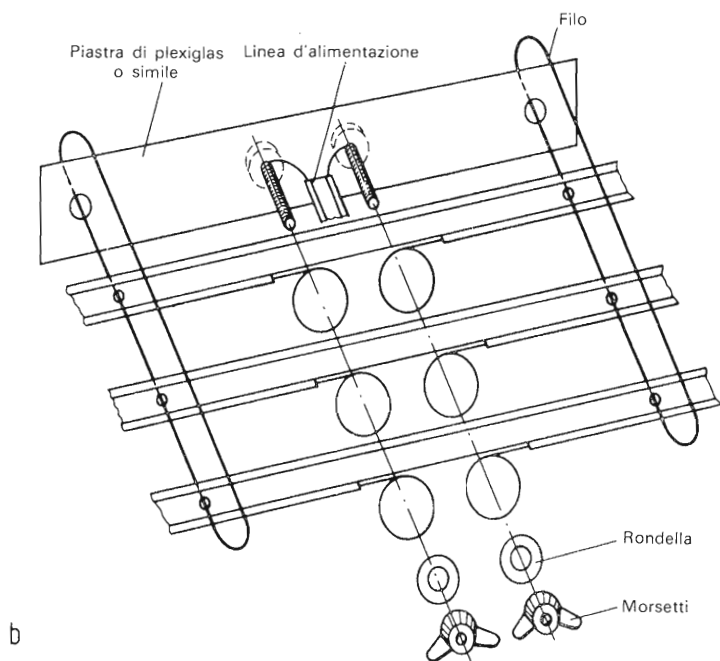
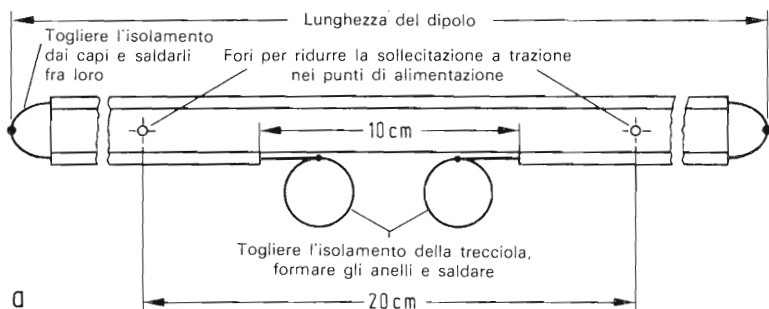



Fig. 3.13 Realizzazione dei singoli dipoli ripiegati (a) e loro montaggio (b).

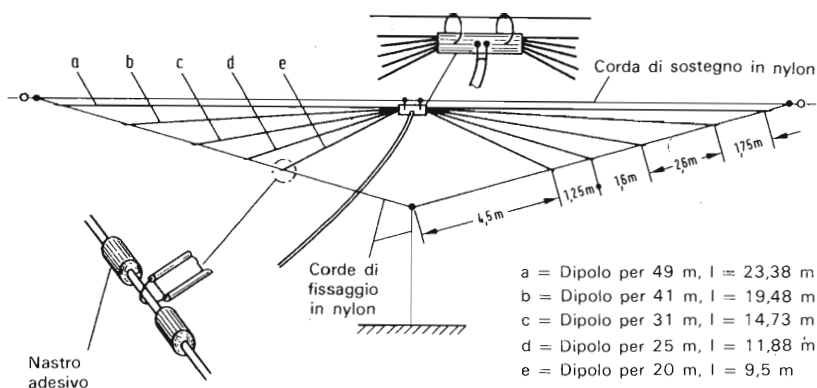



Fig. 3.14 Montaggio dei dipoli multibanda.

tore caldo, a rammollirlo per chiudere i tagli ed evitarne un ulteriore propagamento.

3.3.3 Antenna Yagi

Questo tipo di dipolo, che ha preso il nome dal fisico giapponese Yagi, si caratterizza per la presenza degli elementi "parassiti", i direttori ed il riflettore (fig. 3.15). L'elemento ricevente è un dipolo ripiegato: per accoppiamento fra il dipolo ed i direttori viene rafforzata la radiazione nella direzione del dipolo. Il riflettore provvede invece ad indebolire le onde che provengono dalla direzione opposta. Il diagramma direzionale di radiazione assume la forma illustrata in fig. 3.15.

Dato che non solo le dimensioni del dipolo, ma pure quelle del riflettore e dei direttori dipendono dalla frequenza di lavoro, l'antenna Yagi è una specifica antenna mono-banda. A causa delle dimensioni richieste viene utilizzata solo per le bande dei 19, 16 ed 11 m, bande specifiche del DX.

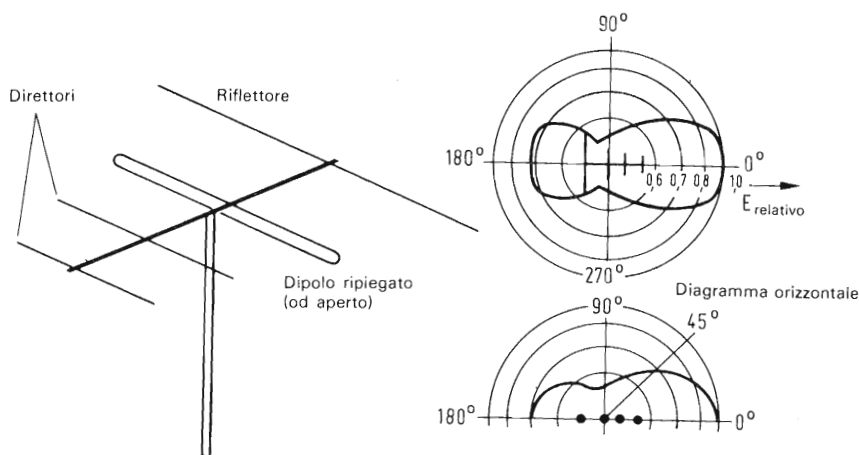



Fig. 3.15 Antenna Yagi.

3.4 Antenne commerciali

Ad integrazione delle notizie sulle forme d'antenna descritte in precedenza citiamo ancora alcuni esempi di antenne utilizzate in installazioni radio commerciali.

3.4.1 Antenna a nassa

L'antenna a nassa (fig. 3.16) è un'antenna a banda larga a polarizzazione verticale, con diagramma di radiazione omni-direzionale; la sua impedenza caratteristica resta costante in tutto il campo delle OC. Il diagramma di radiazione verticale è a banda larga e non presenta, come nel caso delle normali antenne a stilo, la suddivisione in lobi, in tutto il campo di frequenza. Per tali motivi è particolarmente idonea alla ricezione di onde spaziali ad angoli d'incidenza diversi con la medesima sensibilità.

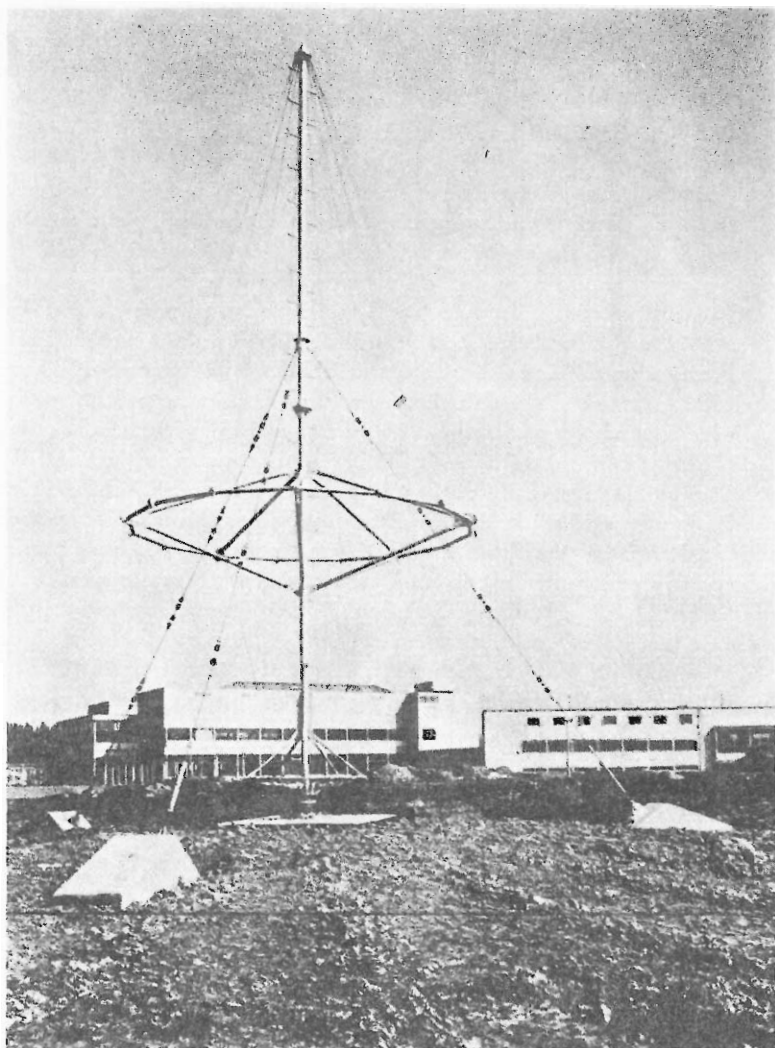



Fig. 3.16 Antenna a nassa per OC (Rohde & Schwartz HA 47/100).

3.4.2 Antenne logaritmico-periodiche per OC

In queste antenne a larga banda il diagramma di radiazione e l'impedenza caratteristica sono pressoché indipendenti dalla frequenza in tutto il campo delle OC. Esse riuniscono in fascio le onde radio, a causa della loro tipica forma (fig. 3.17); solo la parte di antenna in cui i singoli radiatori si trovano in risonanza risulta attiva. Le forme dei radiatori sinora note sono quelle che sono risultate più adatte alle diverse condizioni ionosferiche di propagazione. Scegliendo opportunamente i parametri di struttura dell'antenna e la più favorevole distanza dal terreno si possono ottenere diagrammi di radiazione verticale per cui, nel campo di frequenze della radiazione ascendente, il massimo si presenta per gli alti angoli di incidenza, mentre per le frequenze superiori si hanno attenuazioni di forma determinata. Con un dimensionamento adatto si realizza un'antenna strutturata per la miglior combinazione di distanza, angolo d'incidenza dell'onda e frequenza pre-

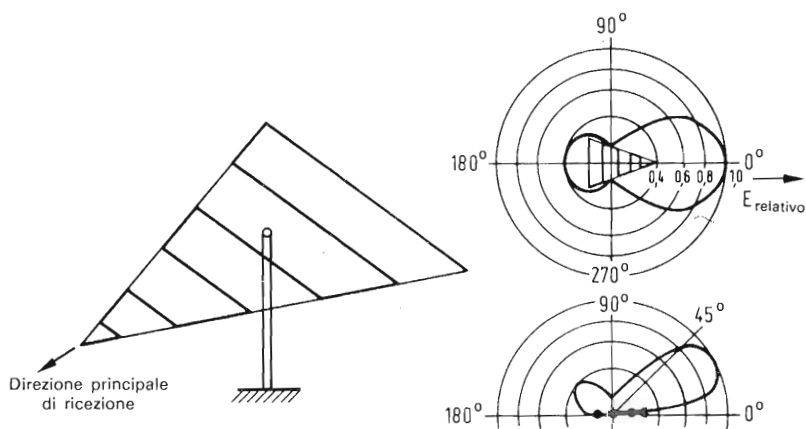



Fig. 3.17 Antenna orizzontale log-periodica per OC.

visti. Le antenne logaritmico-periodiche per OC vengono utilizzate dai servizi commerciali come antenne trasmittenti e riceventi. A causa delle grandi dimensioni raggiunte (la lunghezza del radiatore più lungo raggiunge i 30 m) e lo spazio che occupano non si prestano agli usi del semplice BCL.

3.5 Antenne attive

Si tratta di un tipo di antenna noto dal 1964 circa, che negli ultimi 10 anni ha trovato diffusione soprattutto come antenna per autoradio. Integrando alcuni componenti attivi nella struttura dell'antenna è possibile ridurre sensibilmente le sue dimensioni. La normale antenna a stilo passiva si può sostituire con uno stilo attivo lungo solo 1 m. Il rapporto segnale/disturbo nel campo delle frequenze più basse risulta notevolmente migliorato, di 40 dB, mentre a 30 MHz è dello stesso ordine di quello dell'antenna passiva. Per effetto della diminuzione della lunghezza dell'antenna a stilo il diagramma di radiazione risulta costante in tutto il campo delle onde corte.
Le antenne attive possono essere basate sia sullo stilo verticale che sul dipolo.
I concetti che hanno portato a sviluppare le antenne attive sono stati formulati nelle radiocomunicazioni commerciali ad OC (fig. 3.18). La capacità propria dell'antenna, C_A, e la capacità C_K della linea di collegamento all'antenna formano un divisore di tensione, e dato che C_K risulta maggiore di C_A solo la minor parte dell'energia captata dall'antenna giunge al ricevitore. Questo è pure il motivo per cui sin qui si è sempre raccomandato di tener corto il cavetto fra antenna e ricevitore, come unico rimedio possibile finora per contrastare l'effetto dello sfavorevole rapporto fra C_A e C_K.
Solo in pochi casi risultava tuttavia possibile adottare questo tipo di rimedio. Un mezzo per far giungere all'ingresso del ricevitore

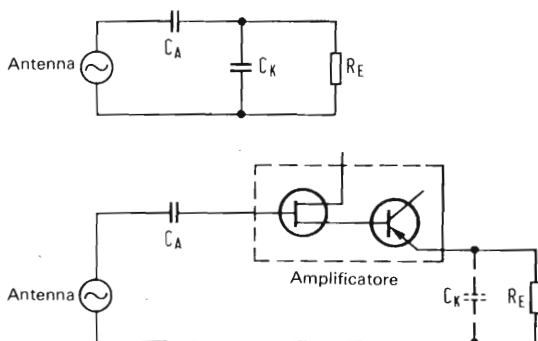



Fig. 3.18 Principio di un'antenna attiva.

un segnale d'antenna a livello accettabile è quello di porre in serie un amplificatore a RF a larga banda. Questo deve essere collocato il più vicino possibile all'antenna, ed in definitiva ne è seguito che l'amplificatore a RF è stato direttamente integrato nell'antenna. Le prove effettuate con simili dispositivi, le cosiddette antenne attive, hanno dimostrato che si poteva accorciare la lunghezza dello stilo d'antenna senza perdite di sensibilità. Altri vantaggi, quali ad es. il minor influsso della terra sul diagramma verticale, e la scarsa interferenza con eventuali altre antenne vicine, si sono resi evidenti in seguito.

Antenne attive di tipo commerciale, ad es. la Rodhe & Schwarz HE 003 (fig. 3.19), a causa del prezzo elevato, non sono abbordabili in genere da un giovane BCL. La possibilità di realizzare in modo economico un'antenna attiva è offerta a questi appassionati dalle cosiddette "autoantenne" a transistor. Esse risultano in effetti progettate per rendere il massimo nel campo delle OUC (FM), per cui la lunghezza dello stilo è fissata in relazione a queste frequenze ed è di circa 30 cm: tuttavia il guadagno è discreto anche per le OC. Se poi si prolunga lo stilo sino a circa 1 m si ottengono risultati ancora migliori; occorre comunque verificarlo sperimentalmente in funzione dei vari tipi di antenne.

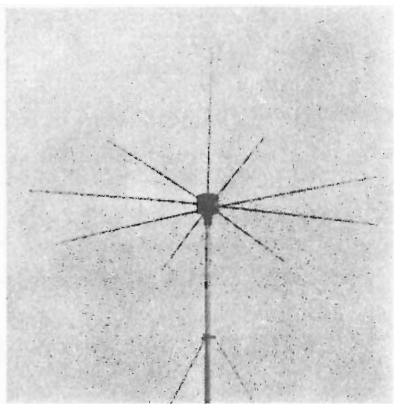



Fig. 3.19 Antenna ricevente attiva per HF (Rhode & Schwartz HE 003).

Grazie alle piccole dimensioni le antenne attive risultano l'ideale per l'autocostruzione.

Struttura e funzionamento

Per il montaggio dell'antenna a stilo vale quanto detto nel paragrafo 3.1. Praticando un ulteriore foro al piede dell'antenna si può fare spazio per l'amplificatore a larga banda. L'alimentazione avviene tramite il cavo coassiale di collegamento (in cui la calza funge da negativo) più un altro conduttore, tipo trecciola per illuminazione, come positivo. Una soluzione più elegante, illustrata in fig. 3.20, consente di alimentare il tutto utilizzando il solo cavo coassiale.

Per l'amplificatore a larga banda si può ricorrere ad uno dei tipi presentati nel paragrafo 4.2. Altra possibilità è offerta da quei modelli di amplificatori, reperibili in commercio perché fabbricati da alcune ditte specializzate, che si inseriscono sul cavo coassiale di collegamento fra l'autoradio e l'antenna. Anche in questo caso si deve cercare di disporre l'amplificatore il più possibile vicino all'antenna; l'alimentazione è ricavata come descritto sopra.

Se l'antenna attiva è realizzata sotto forma di dipolo, dato che

Fig. 3.20 Alimentazione a distanza di un'antenna attiva tramite il cavo coassiale.

tutti gli amplificatori citati hanno un ingresso di tipo asimmetrico, occorre impiegare un traslatore d'ingresso. Buoni risultati pratici si sono ottenuti con un traslatore a larga banda a rapporto 1:1, che può venire costruito realizzando su di un toroide in ferrite gli avvolgimenti, come illustrato in fig. 4.4. Si procede nel seguente modo: per prima si allestisce una trecciola a tre capi (a), di cui occorrono tre spezzoni. Quindi questi spezzoni si intrecciano per formare una trecciola a nove capi (b). Questa viene avvolta dodici volte attorno al toroide di ferrite, seguendo le indicazioni della figura per completare i collegamenti. Si curi la buona saldatura dei fili collegati fra loro. Le dimensioni del dipolo sono empiricamente date in 2 · 1,5 m.
L'impiego di un'antenna attiva non è sempre consigliato quando nei dintorni esistano delle stazioni trasmittenti, perché allora vi è il pericolo di fenomeni di modulazione incrociata.

3.6 La corretta posizione per l'antenna

Un requisito importante per il funzionamento ottimale di un'antenna è il suo corretto collocamento. Occorre ricordare che ogni edificio nel quale corrano delle linee elettriche è circondato da campi di disturbo (nebbia di disturbo) (fig. 3.21). Essi sono provo-

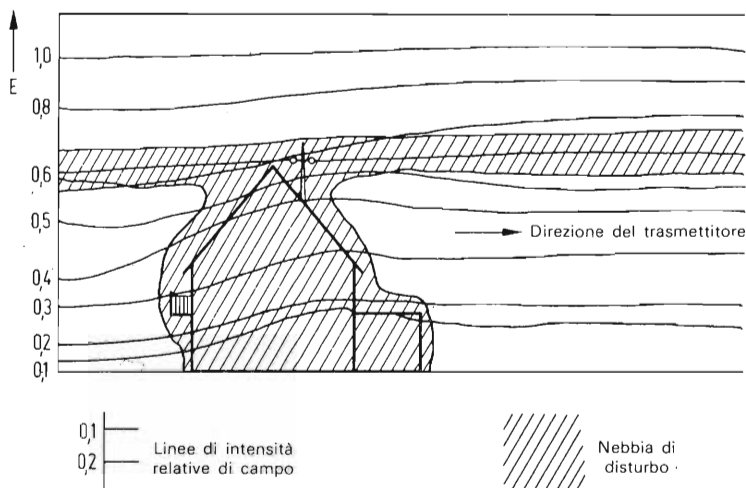



Fig. 3.21 Nebbia di disturbo attorno ad un edificio.

cati dalla corrente alternata che fluisce in tali linee, e che pulsa alla frequenza di rete di 50 Hz. L'esistenza di tali campi elettrici di disturbo si dimostra facilmente: basta introdurre uno spezzone di filo nudo nella presa "fono" di una radio, e si udrà tosto la frequenza rete di 50 Hz come ronzio a LF. Se con questo apparecchio acceso si esce dalla casa si sentirà diminuire e quindi cessare del tutto il ronzio. Qualcosa di simile capita quando si passa con un'automobile sotto una linea elettrica ad alta tensione. Se nell'auto è accesa la radio sulle OL o OM, si ode il ronzio a 50 Hz sempre più forte mentre ci si avvicina, che diminuisce e sparisce una volta oltrepassata la linea. In questo caso il volume del ronzio è molto più forte, dal che si deduce che l'intensità del campo di disturbo dipende dall'intensità di corrente e dalla tensione sulla linea.

Nelle zone a forte grado di edificazione i vari campi di disturbo si sommano fra loro. In particolare, nelle zone industriali essi sono così forti da impedire del tutto ogni ricezione DX, dato che il livello

dei disturbi supera ampiamente l'intensità di campo delle stazioni trasmittenti lontane.
Nella costruzione dell'antenna occorre quindi curare il suo collocamento all'esterno d'un edificio e del suo campo di disturbo. Se sul tetto sono presenti delle linee elettriche bisognerà pure badare a mantenere una distanza sufficiente da queste linee. Inoltre bisogna evitare di stendere l'antenna parallelamente a linee ad alta tensione, perché in tale posizione è massimo l'effetto induttivo. È vantaggioso in tal caso l'uso di antenne a stilo che sono meno influenzate.
Il percorso fra l'antenna ed il ricevitore deve forzatamente passare attraverso la nebbia di disturbo. Per evitare che la linea di alimentazione dell'antenna capti energia di disturbo indesiderata occorre realizzarla in forma d'un cavo schermato. Le antenne descritte hanno per la maggior parte dei casi un'impedenza caratteristica di 60-65 ohm per cui si presta benissimo il più volte citato cavo coassiale, di cui occorre porre a terra la calza schermante.
Se invece si usa, per la linea, della piattina da 240/300 ohm occorre badare a farla arrivare al ricevitore per la via più breve.
Il collocamento dell'antenna influisce anche sul suo diagramma di radiazione. Analogamente al fatto che per un'antenna da auto si osserva uno spiccato massimo di sensibilità nella direzione della massa di maggiori dimensioni del veicolo, il diagramma orizzontale di un'antenna appesa libera viene influenzato dalla diversa conducibilità del terreno sottostante. Questo effetto può anche venire sfruttato per ottenere un massimo di sensibilità in una data direzione. In genere, tuttavia, l'effetto del terreno sul diagramma orizzontale non è gradito, per cui vale il principio di collocare l'antenna il più distante possibile sopra il terreno.

3.7 Prescrizioni per la messa a terra ed antifolgore

Le antenne per OC, a causa delle loro grandi dimensioni, corrono particolare pericolo di essere colpite dai fulmini. È quindi molto

importante rispettare le adatte prescrizioni per la messa a terra e la protezione anti-folgore, per evitare infortuni ed anche danni agli edifici. Non ultima, v'è pure la preoccupazione di salvaguardare dai danni il proprio prezioso ricevitore: questo richiede ulteriori misure protettive, che non sono previste dalle norme ufficiali per la protezione dai fulmini (VDE 0855 ed ABB), e su cui torneremo quindi al termine del paragrafo.

In linea di principio, tutti i supporti per antenne disposti esternamente ad edifici devono essere collegati ad una presa di terra. Fanno eccezione le antenne da finestra (ad es. antenne attive di piccole dimensioni), il cui punto più alto resti almeno 2 m sotto il culmine del tetto e il cui punto più sporgente non disti più di 1,5 m dalla parete della casa. Analogamente non richiedono messa a terra le antenne propriamente interne (antenne da interno, antenne sotto tetto). Quale presa di terra di utilizzerà una terra d'impianto

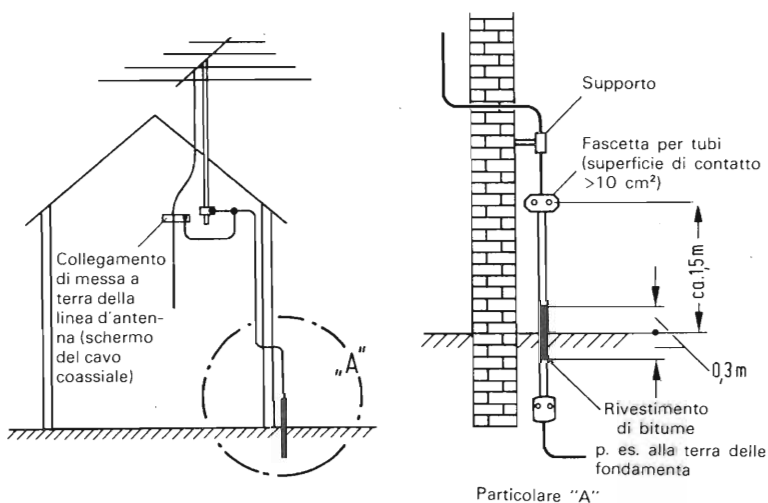



Fig. 3.22 Modo corretto secondo le norme vigenti per il passaggio dall'interno all'esterno d'un collegamento di terra e per l'introduzione nel terreno.

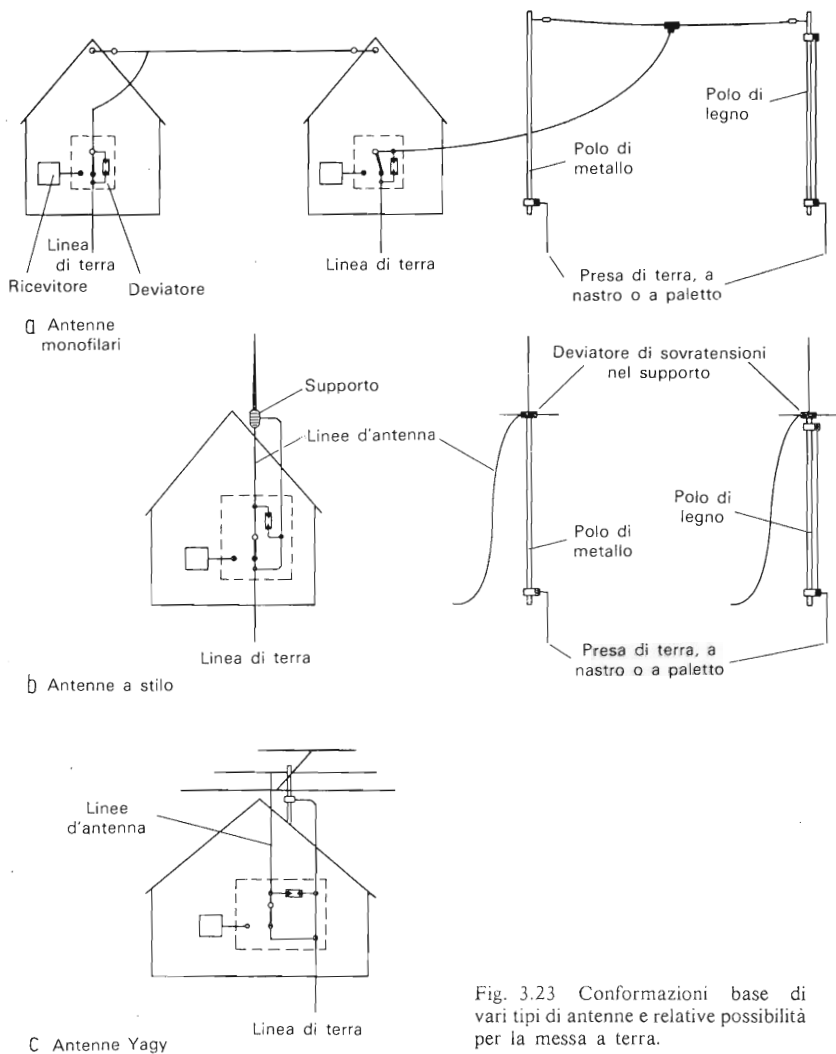



Fig. 3.23 Conformazioni base di vari tipi di antenne e relative possibilità per la messa a terra.

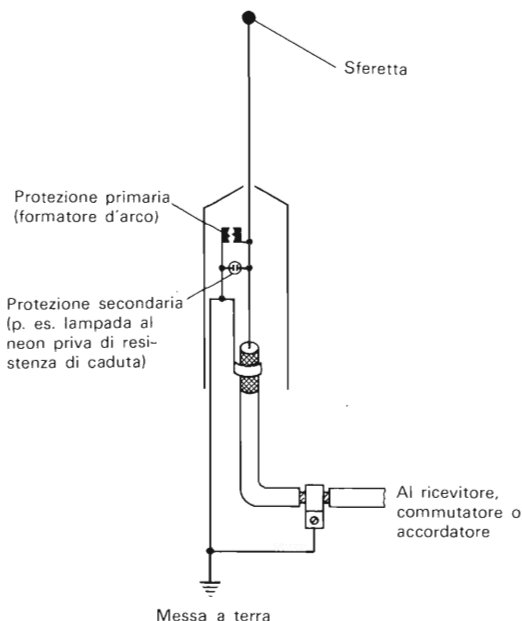



Fig. 3.24 Derivazione di sovratensioni atmosferiche (protezione primaria e secondaria) per un'antenna a stilo.

parafulmine, o prese di terra delle fondazioni, o speciali terre per antenne. Si può usare pure un paletto (da 3 m di lunghezza) o una presa di terra a nastro (da 5 m). I paletti sono costituiti da tondino d'acciaio di almeno 20 mm di diametro, o tubo da 1 pollice; sono ammessi pure profilati a croce da 50 · 3 mm.

La presa di terra a nastro è di acciaio a nastro delle dimensioni di 30 · 3,5 mm. Tutti questi tipi di terra devono essere fortemente zincati.

Il collegamento fra antenna e terra deve essere il più corto possibile e risultare esposto e visibile, o inserito in tubi di plastica. Per la linea di terra all'interno dell'edificio si impiegherà conduttore di rame di almeno 10 mm^2 di sezione. Esternamente agli edifici la

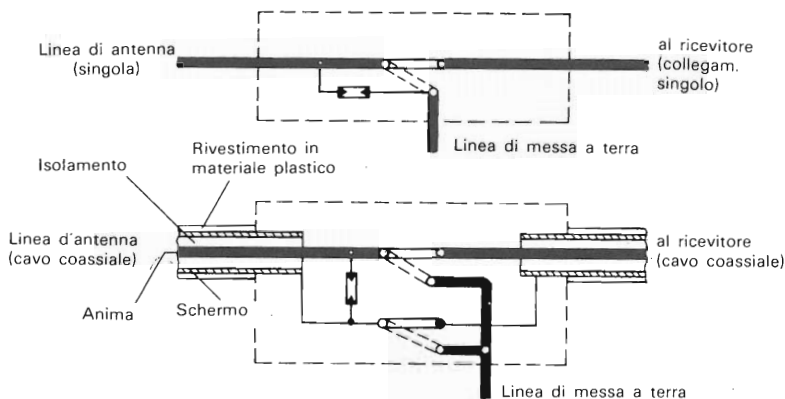



Fig. 3.25 Commutatore ad una e due vie.

linea di terra sarà costituita da tondino di 8 mm di diametro di rame o acciaio zincato, oppure bandella di rame o di acciaio da 20 · 2,5 mm. Sono ammessi pure cavi tipo NYY con sezione rame di 10 mm^2. La fig. 3.22 mostra come si può realizzare in modo ordinato il passaggio della linea di terra dall'interno all'esterno dell'edificio. Se per terra di utilizza una conduttura d'acqua, occorre verificare accuratamente se nella tubazione non siano inseriti tratti di tubo in materiale plastico, che isolano fra loro diverse sezioni di tubazione e non consentono quindi il passaggio diretto a terra della corrente di un fulmine. In ogni caso ci si dovrà procurare la necessaria autorizzazione del fornitore del servizio.
In fig. 3.23 sono illustrati i tipi fondamentali di realizzazione delle antenne e le relative messe a terra. Ogni antenna dovrebbe essere munita di uno scaricatore di sovratensioni (protezione primaria e secondaria) inserito sulla linea di alimentazione (vedi fig. 3.24). Inoltre, per la protezione del ricevitore, è consigliabile installare un deviatore a coltello mediante il quale sia possibile collegare direttamente la linea di antenna con la terra (fig. 3.25).

4 Accessori per la ricezione delle OC

Questo capitolo, oltre al capitolo 3 sulle antenne, prosegue e completa dal punto di vista tecnico l'idea base di questo libro: migliorare la qualità di ricezione del BCL.
Non tutti gli appassionati di ricezione possono acquistarsi un ricevitore di punta con tutti gli accessori ed un'ottima precisione di lettura della frequenza. È dunque valida l'idea di perfezionare le caratteristiche ed il funzionamento di apparecchi esistenti mediante opportuni dispositivi accessori.
In fig. 4.1 è mostrato lo schema a blocchi di un ricevitore per le OC in cui, entro i riquadri tratteggiati, sono indicati tutti gli accessori e dispositivi descritti. Un ricevitore esistente, secondo necessità, potrà venire espanso con l'aggiunta dei seguenti dispositivi:

Numero del paragrafo	Dispositivo	Caratteristiche che vengono migliorate; osservazioni
2.2.2	Filtro a FI commutabile	Adattamento della selettività alle condizioni di ricezione
2.3.1	BFO/Rivelatore a prodotto	Per ricevere segnali del tipo A1 ed A3J
2.3.2	Regolazione manuale del guadagno	
2.3.2	Strumento di misura	Sintonia accurata di segnali A1, A2 ed A3 sul centro segnale; indicatore dell'intensità dei segnali
2.3.5	Filtro notch	Per eliminare interferenze in LF

Numero del paragrafo	Dispositivo	Caratteristiche che vengono migliorate; osservazioni
2.3.6	Calibratore	Per la verifica della precisione della scala di sintonia analogica, in passi di 1 MHz, 200 kHz e 10 (oppure 1) kHz
3.5	Antenna attiva	Pari sensibilità con minori dimensioni dell'antenna; occupa poco spazio. Impiego ristretto in prossimità di forti campi (trasmittenti)
4.1	Filtro Collins (π)	Adattamento fra antenna ed ingresso del ricevitore. Maggiore tensione d'entrata; migliore preselezione sintonizzabile; riduzione interferenze. Attenuazione di forti segnali di trasmittenti vicine, eliminazione della modulazione incrociata
4.2	Amplificatore di antenna a larga banda	Maggior sensibilità complessiva. Compensazione dell'attenuazione del cavo. Svantaggi: anche la frequenza immagine viene amplificata; pericoli di modulazione incrociata
4.3	Amplificatore di antenna accordato	Maggior sensibilità complessiva e migliore selettività (riduzione della frequenza immagine)

4.1 Adattatori di antenna

Per adattare la frequenza e le prestazioni di alcune antenne, ad es. l'antenna a stilo da 6 m, le antenne monofilari e l'antenna obliqua

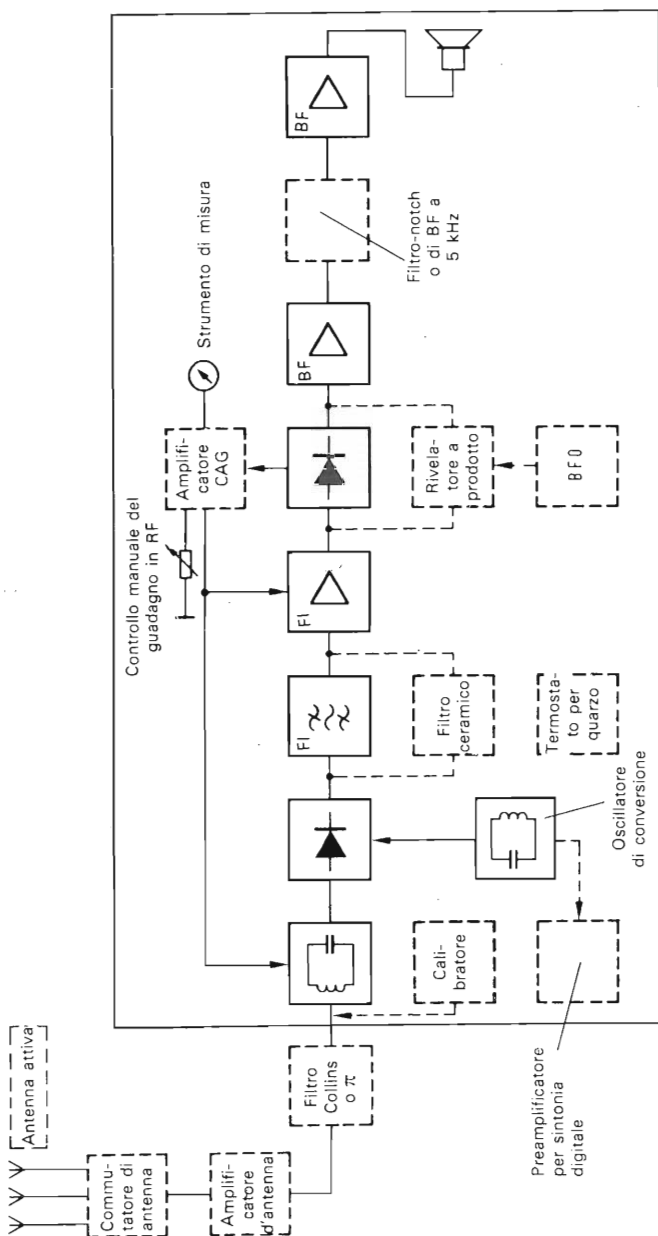



Fig. 4.1 Schema a blocchi di un ricevitore per OC comprendente tutti i dispositivi ed accessori finora descritti.

da 12 m, occorre impiegare un adattatore (accordatore) di antenna, che serve a portare l'antenna in risonanza con la frequenza della stazione che si vuole ricevere. Nel modo più semplice ciò può venire effettuato ponendo in serie alla linea di antenna una bobina, con cui l'antenna viene elettricamente "allungata". I migliori risultati si hanno comunque col filtro Collins o filtro a π (pi greco), che ha pure doti di selettività.

Bobina di "allungamento"

Il relativo circuito e struttura meccanica è dato in fig. 4.2. La bobina viene avvolta utilizzando 6 m di filo di rame smaltato del diametro di 1 mm. Il supporto della bobina è costituito da un tubo di materiale plastico, di diametro non inferiore a 3 cm. Il numero delle prese sulla bobina dipende dal commutatore disponibile: maggiore il numero di prese, tanto più facile sarà l'accordatura dell'antenna.

Più semplice risulta utilizzare bobine disponibili in commercio in

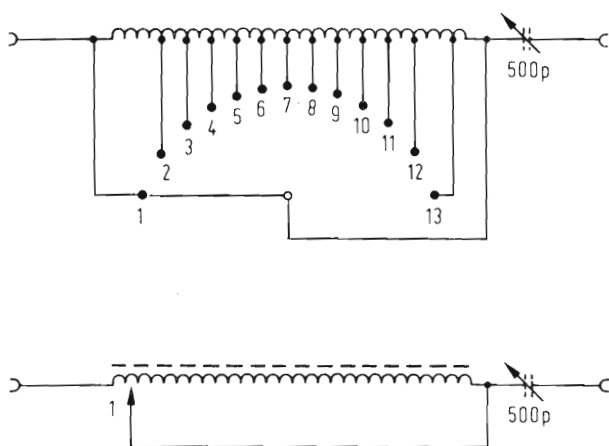



Fig. 4.2 Bobine di "allungamento" per l'accordo di antenna.

cui un cursore a slitta può contattare le singole spire, consentendo così una sintonia più fine (fig. 4.2b). Queste bobine sono usualmente avvolte ad anello, occupano poco spazio e possono quindi essere inserite in un ricevitore esistente. Quanto maggiore è l'induttanza, tanto più esteso il campo di sintonia. In pratica si è dimostrato sufficiente un valore di 40 μH: la frequenza minima risulta 3 MHz. Il funzionamento della bobina di "allungamento" è semplice. Si porta il commutatore sulla posizione 1 (per la bobina ad anello, cursore tutto a sinistra), col che si cortocircuita l'intera bobina. Si sintonizza normalmente il ricevitore sulla frequenza desiderata. Quindi si sposta la presa sulla bobina sino al massimo soffio, ovvero massima intensità del segnale o massima deviazione dello strumento di misura. Se non si trova questa posizione di risonanza, ciò dipende usualmente dalle dimensioni dell'antenna. Impiegando la bobina di allungamento conviene perciò, specie nella ricezione di frequenze superiori a 20 MHz, porre in serie un condensatore variabile da 500 pF (indicato tratteggiato in fig. 4.2), col quale si perfeziona l'accordo.

Filtro Collins o a π

Per migliorare le caratteristiche di selettività del nostro ricevitore e per adattarlo all'antenna, come nel caso della bobina di allunga-

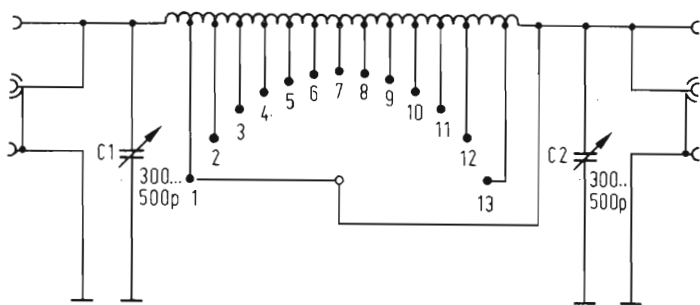



Fig. 4.3 Filtro Collins o π.

mento, si impiega il filtro Collins o a π (fig. 4.3).
La bobina è la stessa del paragrafo precedente. Le prese sulla bobina vanno però in questo caso praticate, in corrispondenza alle varie bande, secondo le seguenti indicazioni:

Banda di RD	N. di spire	Posizione del commutatore
49 m	15	8
41	12	7
31	9	6
25	7	5
19	5	4
16	4	3
13	3	2
escluso	—	1

Grazie al largo intervallo di accordo del filtro è possibile naturalmente selezionare e sintonizzare anche stazioni al di fuori delle citate gamme di radiodiffusione.
La manovra del filtro è molto semplice. Porre entrambi i condensatori variabili in posizione centrale ed il commutatore in posizione 1 (filtro escluso). Sintonizzare il ricevitore sulla frequenza desiderata. Ruotare il commutatore sino al maggior fruscio, ovvero alla massima intensità del segnale, corrispondente alla massima deviazione dello strumento di misura. Quindi perfezionare l'accordo con C1 e C2. L'efficacia di C2 dipende dal tipo di ricevitore e dalla frequenza, ed è in genere migliore alle frequenze più elevate. Mediante la manovra di C1 è anche possibile eliminare stazioni interferenti o ridurle sensibilmente.

4.2 Amplificatore di antenna a larga banda

Questi amplificatori, detti pure aperiodici, dato che in essi non sono presenti bobine o un commutatore di induttanze, sono facili

da costruire e non richiedono una taratura. Il loro compito è di amplificare sino ad un livello accettabile i segnali deboli ricevuti dall'antenna. L'aumento d'intensità generale può pure servire a compensare l'attenuazione introdotta da un lungo cavo di collegamento all'antenna.
La cosa importante è che il rumore proprio dell'amplificatore non costituisca una nuova fonte di rumore all'ingresso del ricevitore: il rumore dell'amplificatore non deve quindi essere superiore al rumore dello stadio d'ingresso del ricevitore.
In caso contrario, la sensibilità generale del sistema di ricezione risulta abbassata. È quindi necessario utilizzare transistori a basso rumore.
La fig. 4.4 mostra il circuito di un semplice amplificatore a larga banda, fornito anche come scatola di montaggio (Jostykit). Secondo le indicazioni del fornitore l'amplificazione è al massimo di 30 dB (a circa 1 MHz), mentre a 30 MHz è ancora sui 25 dB. Il consumo è di soli 4 mA per una tensione di alimentazione di 9 V.
L'amplificatore d'antenna a due stadi di fig. 4.5 è particolarmente adatto per essere inserito su cavi coassiali da 50/75 ohm, dato che è caratterizzato dal minimo rumore in corrispondenza a questa impedenza. Il guadagno nel campo da 1 a 30 MHz è di 22 dB. Il consumo è di circa 4 mA per una tensione di alimentazione di 12 V.
In fig. 4.6 è mostrato un altro semplice amplificatore d'antenna a due stadi, che secondo il progettista fornisce, nel campo da 0,1 a 35 MHz, un guadagno di 70 dB. I tipi di transistor citati nello schema (ST 313A) sono di fabbricazione russa, e possono venire sostituiti dai tipi AF 139.
Dimensionando opportunamente i componenti presenti sull'emettitore, R_1 e C_1, si può regolare il guadagno, in funzione della frequenza, come mostrato in fig. 4.6b. Il consumo è di 10 mA (max) a 12 V.
L'amplificatore, sempre a due stadi, di fig. 4.7 è adatto per cavi di collegamento all'antenna da 60 ohm, ma dà buoni risultati anche

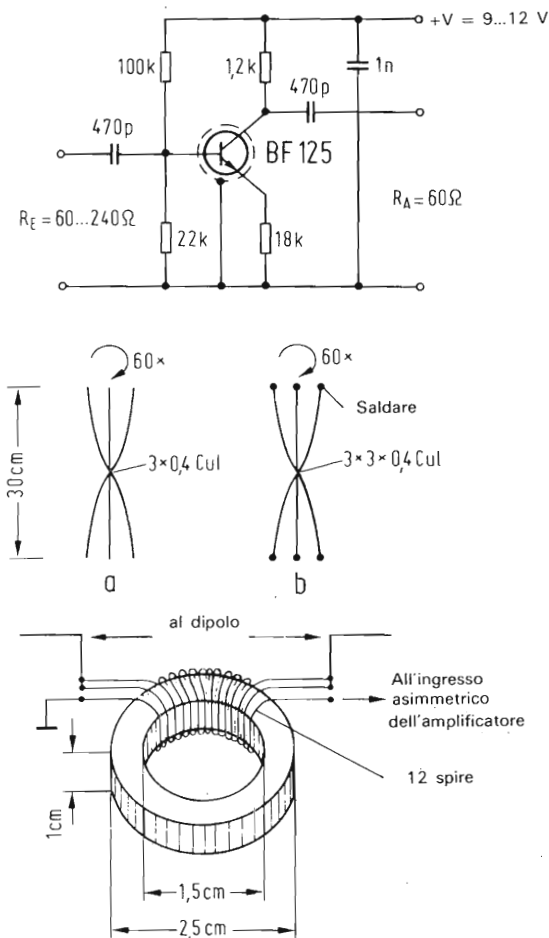



Fig. 4.4 Amplificatore d'antenna a larga banda HF 395 (della Joystick), e traslatore a larga banda per l'adattamento con antenne a dipolo.

se inserito su linee ad impedenza maggiore. Il dispositivo (lampada al neon) di protezione contro le sovratensioni in entrata mostrato in questo schema può essere impiegato anche per tutti gli

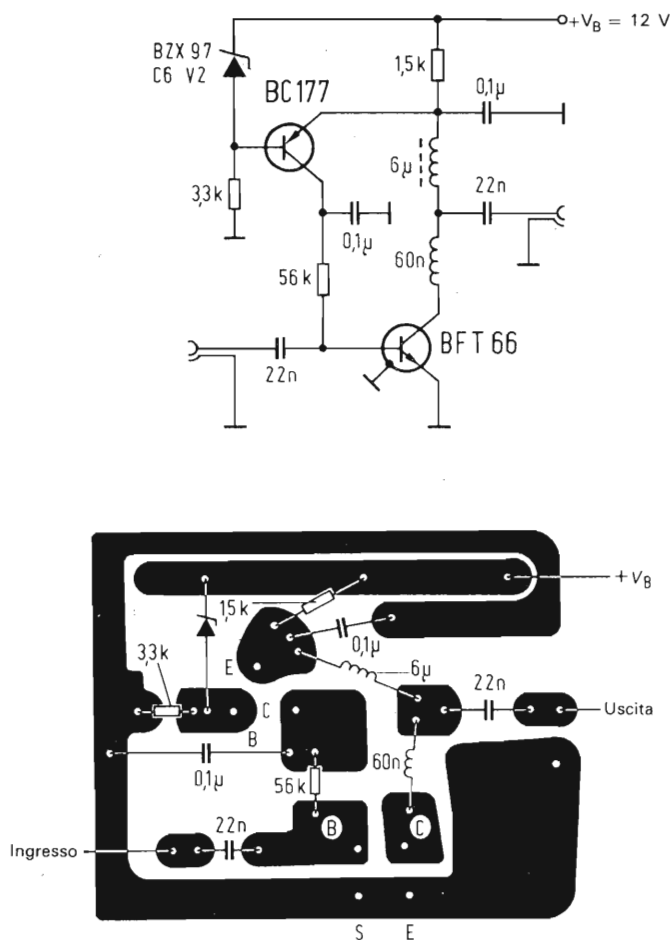



Fig. 4.5 Amplificatore d'antenna a larga banda per Z = 50-75 ohm.

altri dispositivi descritti in questo paragrafo. Nel campo di frequenze da 1 a 30 MHz il guadagno è di circa 25 dB. Il consumo a 12 V è di 10 mA (max).

110Ω
–V = 12 V
Transistori al Ge per HF
GT 313 A
(AF 139 Siemens)
2,2kΩ
3,3nF
R1
C1
15nF
51kΩ
3,3nF
75Ω
75Ω
1,1kΩ
a

* R1 = 0, C1 = 0 ....
R1 = 200Ω, C1 = 0,015μF – – –
R1 = 200Ω, C1 = 220pF ——
U_a
100
80
60
40
20
0
10
20
30
f (MHz) →
b

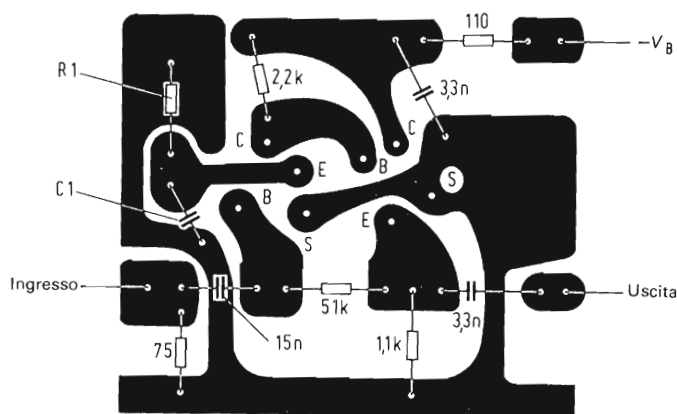
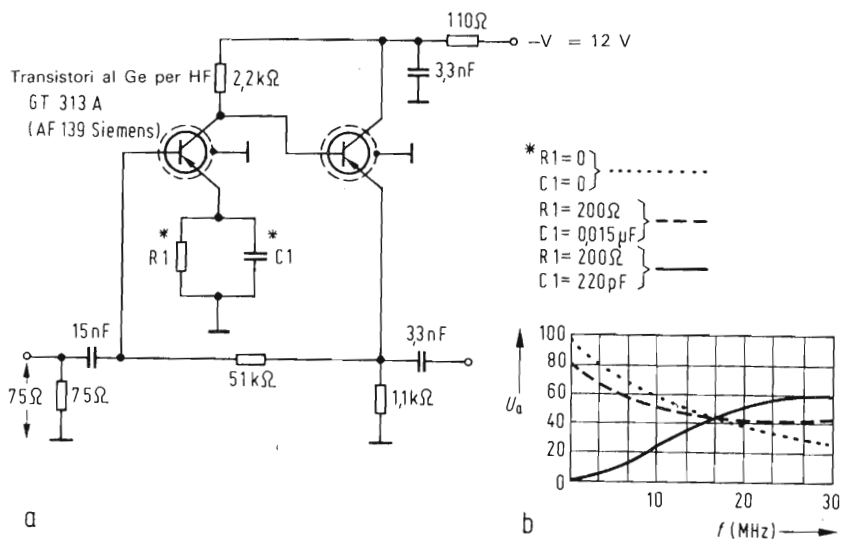



Fig. 4.6 Amplificatore d'antenna a larga banda dotato di forte amplificazione (70 dB).

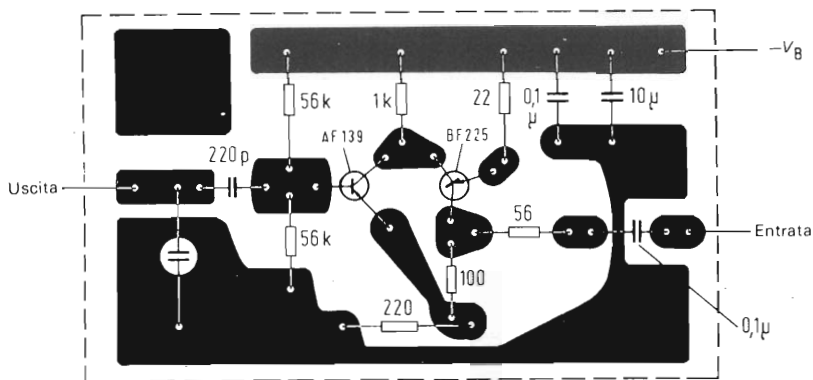
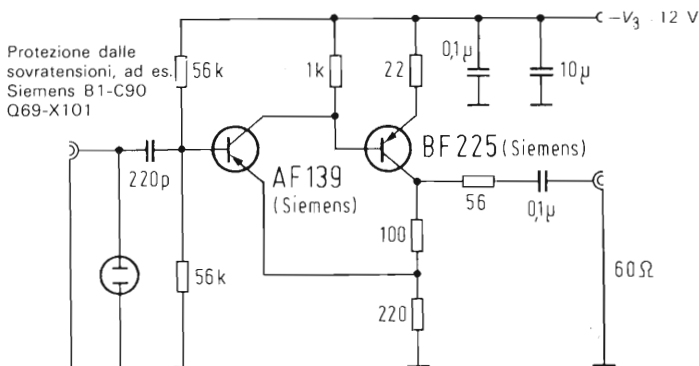



Fig. 4.7 Amplificatore d'antenna a larga banda, a due stadi, privo di bobine.

Costruzione e funzionamento

La costruzione degli amplificatori descritti risulta semplice. Una volta realizzati, si foreranno i circuiti stampati per l'inserzione dei terminali dei vari componenti. L'alimentazione verrà ricavata dal ricevitore esistente, o da un alimentatore da rete esterno ben filtrato, od infine da una batteria. Grazie al basso consumo di tutti i tipi

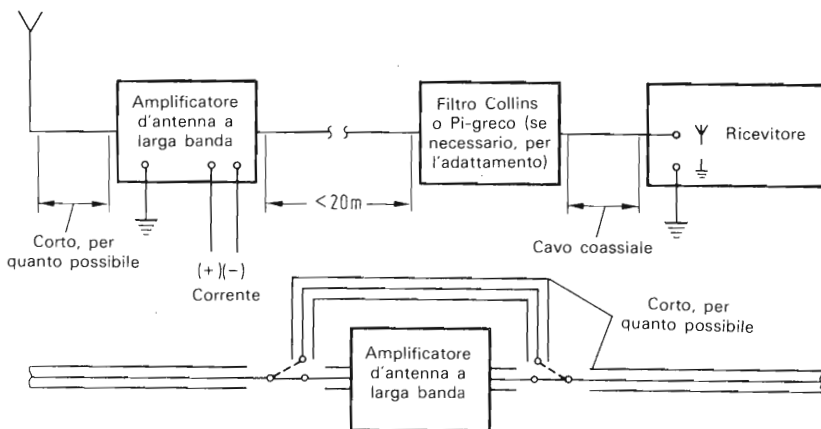



Fig. 4.8 Modo d'impiego di amplificatori d'antenna a larga banda.

di amplificatori descritti questa ha lunga durata, conviene ad ogni modo escluderla con un interruttore quando non è in esercizio. In ogni caso, il collegamento fra amplificatore e ricevitore si farà mediante cavo coassiale (50/75 ohm, lunghezza non superiore a 20 m). Nel caso di ricevitori con impedenza d'ingresso relativamente elevata sarà spesso utile, o necessario, inserire un filtro Collins (fig. 4.1). Dato che l'amplificatore d'antenna sarà utilizzato solo per la ricezione dei segnali deboli, è necessario prevedere la possibilità di escluderlo, tramite un doppio interruttore (2 vie, 2 posizioni) (fig. 4.8). I segnali forti verranno così inviati direttamente al ricevitore.

Se si disinserisce la tensione di alimentazione, tutti gli amplificatori esercitano un effetto di attenuazione per le alte frequenze, il cui valore è maggiore di 10 dB. Questo effetto può venire sfruttato in certi casi nella ricezione di stazioni molto forti, per attenuare il segnale d'ingresso. La fig. 4.8 mostra come viene utilizzato un amplificatore a larga banda. In alcuni casi, ad es. per ridurre forti

interferenze, sarà necessario inserire il filtro Collins prima dell'amplificatore d'antenna a larga banda. In tutti i casi risulterà amplificata solo la frequenza selezionata dal filtro; è un primo passo nella direzione dell'amplificatore d'antenna selettivo descritto nel paragrafo che segue.

4.3 Amplificatore di antenna selettivo (accordato)

Gli amplificatori di antenna a larga banda hanno lo svantaggio di amplificare anche la frequenza immagine, ed inoltre accrescono il pericolo della modulazione incrociata. Gli amplificatori selettivi di antenna non presentano questi difetti, perché vengono sintonizzati ogni volta sulla frequenza interessata.
Nell'amplificatore d'antenna nel campo fra 0,5 e 27 MHz che ora descriveremo, desunto dalla Rivista "Elektor", n. 10/1972, la selettività viene ulteriormente incrementata per accoppiamento retroattivo.
Il cuore del circuito è costituito dai due FET BF 245, accoppiati a "source" comune (fig. 4.9a). L'impedenza di arresto a RF L5 in serie con la resistenza di source R2 contrasta l'attenuazione alle frequenze più alte, mentre la resistenza di gate R1 protegge T1 da sovratensioni durante la commutazione su gamme diverse.
Il segnale amplificato passa ad uno stadio separatore T3 (BF 115) collegato ad inseguitore di emettitore, in modo da realizzare la desiderata bassa impedenza d'uscita. L'ampiezza del segnale in uscita può essere regolata tramite P2. Dato che il segnale in ingresso ed in uscita in questo circuito sono in fase fra loro, la rete C3-P1 realizza una reazione fra l'emettitore di T3 e l'ingresso di antenna.

Costruzione e funzionamento
Il montaggio del circuito viene realizzato su un circuito stampato a faccia singola di rame.

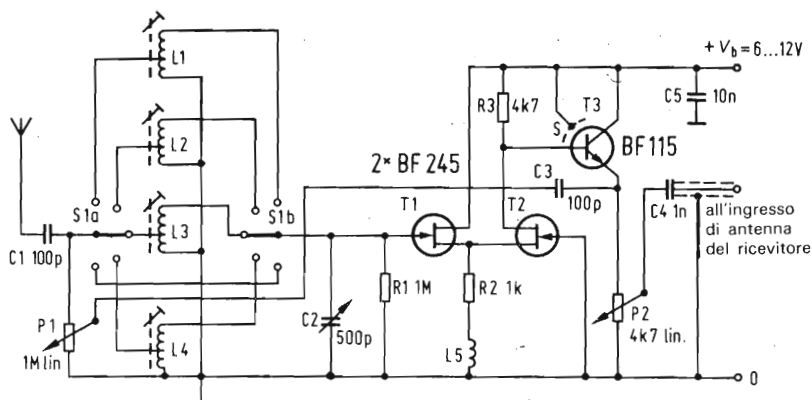
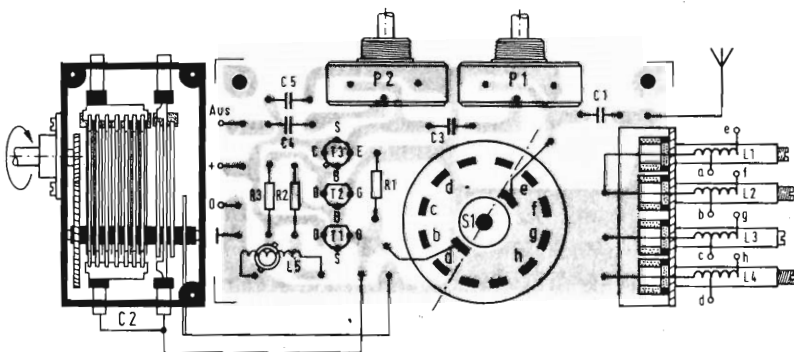
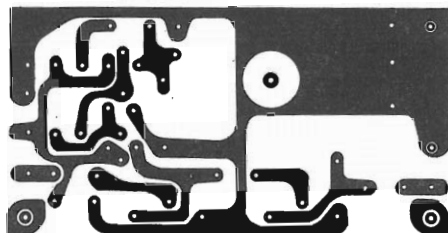
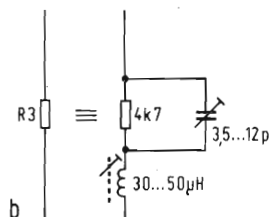



Fig. 4.9 Amplificatore d'antenna selettivo a basso rumore ed ottima qualità (secondo la rivista *Elektor*).

Le migliori prestazioni e selettività si ottengono naturalmente solo quando l'amplificatore viene correttamente sintonizzato sulla stazione desiderata. L'operazione di sintonia viene effettuata come segue: inizialmente, col controllo di reazione al minimo (cursore di P1 verso massa), viene accordato approssimativamente sulla frequenza desiderata, poi si ricerca sul ricevitore la stazione regolando la manopola di sintonia. Successivamente si procede all'esatto accordo dell'amplificatore (mediante C2), e si regola il controllo di reazione (P1) immediatamente prima dell'innesco delle oscillazioni. Un ulteriore affinamento della sintonia con C2 può in certi casi migliorare ancora la ricezione. Se il segnale all'ingresso del ricevitore risulta troppo forte e questo ne risulta sovraccaricato, si può ridurre il segnale in uscita dell'amplificatore con P2.
La maggior parte dei ricevitori radio ed anche alcuni ricevitori per radioamatori lavorano con una FI di 455 kHz. La ricezione delle stazioni dei radioamatori in gamma 14 MHz (20 m) risulta in tali casi spesso impossibile per la presenza come immagini dei forti segnali delle trasmittenti della banda 21 m (15 MHz) di RD. L'adozione in tali casi dell'amplificatore descritto risolse in modo eccellente il problema, consentendo di ricevere anche segnali deboli sui 14 MHz. Con un'antenna favorevolmente collocata (al di fuori della nube di disturbi industriali) fu possibile di notte l'ascolto di stazioni di radiodiffusione dell'America settentrionale e meridionale, la cui presenza senza l'amplificatore d'antenna non era nemmeno avvertita. Impiegando antenne lunghe più di 10 m è possibile che la reazione funzioni irregolarmente. Si può rimediare riducendo il valore di C1 a 22 pF. Oltre i 20 MHz inizia ad avvertirsi la riduzione del guadagno; ciò può essere compensato sostituendo R3 con il tratto di circuito schematizzato in fig. 4.9b; tuttavia si ha corrispondentemente una lieve diminuzione del guadagno per le frequenze inferiori.

Preamplificatore a FET

In fig. 4.10 è presentato lo schema di un semplice amplificatore selettivo di antenna, anch'esso basato su componenti moderni.

Costruzione e funzionamento

Il montaggio viene effettuato su un circuito stampato a singola faccia di rame (fig. 4.10). Il supporto per le bobine L1 ed L2 ha un

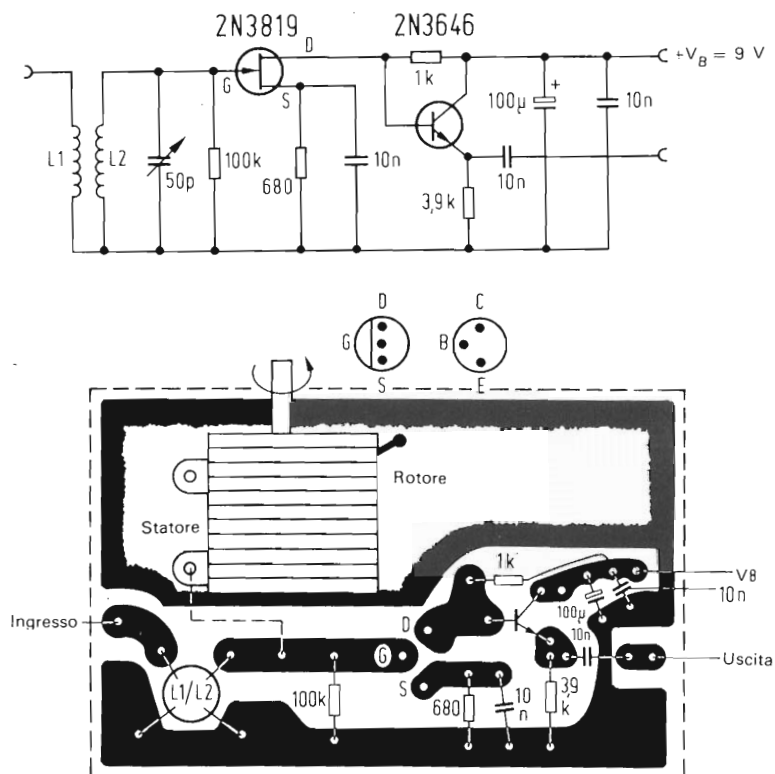



Fig. 4.10 Amplificatore d'antenna selettivo a FET, fra 5,5 e 22 MHz.

diametro di 10 mm, senza nucleo di ferrite. Avvolgere per primo L2 con 15 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm, e sopra di essa L1 con 2 spire dello stesso filo. La manovra dell'amplificatore è semplice: dapprima (coll'amplificatore escluso) sintonizzare normalmente il ricevitore. Quindi inserire l'amplificatore e ricercare, manovrando il condensatore variabile, la massima intensità del segnale ossia la massima deviazione dello strumento di misura.

4.4 Convertitore per OC da premettere ad un ricevitore per OM

Una soluzione conveniente per ricavare un ricevitore per OC da un esistente ricevitore per OM è quella di porgli davanti un convertitore. In sostanza si realizza una supereterodina a doppia conversione, con prima FI accordabile. In fig. 4.11 è illustrato lo schema a blocchi dell'apparecchio.
Il campo di sintonia del ricevitore completo dipende dal campo di frequenza sintonizzabile dal ricevitore ad OM, f_{FI} = 540-1600 kHz, e dalla frequenza fissa dell'oscillatore locale impiegato, nell'esempio illustrato f_{osc} = 7 MHz (banda 49 m). Con f_{FI} = 540 kHz si ricava $f_E = f_{osc} - f_{FI} = 7 - 0{,}54 = 6{,}46$ MHz; con f_{FI} = 1,16 MHz si ha $f_E = 7 - 1{,}6 = 5{,}4$ MHz. Il campo di ricezione si estende quindi da 5,4 a 6,46 MHz.
Con altri valori dell'oscillatore locale, ad es. sfruttando l'oscillatore d'un ricevitore ad OC nelle varie gamme a radiodiffusione, è possibile ricevere altre gamme di frequenze OC convertite nella gamma OM, sintonizzabili sul secondo ricevitore entro un campo di 1 MHz e col vantaggio della facile sintonia tipica delle OM.
Le caratteristiche di selettività, di stabilità e guadagno dipendono essenzialmente dal ricevitore ad OM. Per escludere di ricevere forti stazioni (ad es. locali) ad OM occorre provvedere ad una buona schermatura del convertitore e del ricevitore ad OM.

Fig. 4.11 Funzionamento complementare del convertitore per OC ed il ricevitore per OM.

4.5 Commutatori d'antenna

I commutatori d'antenna sono impiegati nelle comunicazioni commerciali ad OC per selezionare l'antenna adatta. Per aumentare la qualità delle trasmissioni e la sicurezza d'esercizio in presenza di fenomeni di evanescenza si adotta il sistema a ricezione multipla. L'informazione viene trasmessa contemporaneamente su più radiofrequenze (canali) (funzionamento in "diversity" di frequenze), ovvero viene ricevuta su di un unico canale ma da un sistema di antenne multiple (funzionamento in "diversity" di antenne). In questo secondo caso il commutatore d'antenna provvede automaticamente a collegare il ricevitore con l'antenna sulla quale è presente la massima intensità di campo del segnale.
Il commutatore d'antenna di tipo manuale che descriviamo può

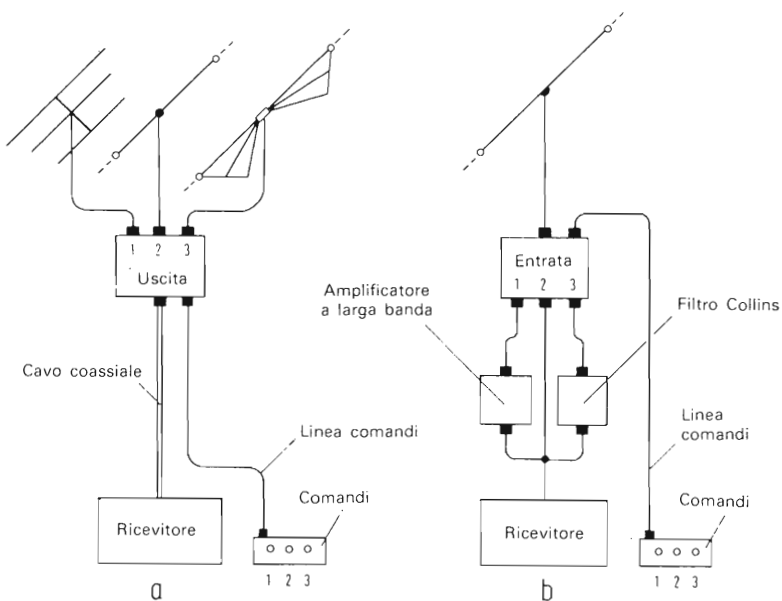



Fig. 4.12 Modi d'impiego di un commutatore d'antenne.

servire ad uno scopo analogo. Altre possibilità di utile impiego del dispositivo sono per ridurre il numero delle linee di alimentazione, nel caso in cui il dispositivo sia collocato sotto tetto e telecomandato (fig. 4.12a), e per inserire filtri od amplificatori su di un'unica linea d'antenna, dove il dispositivo opera per così dire in senso contrario al normale (fig. 4.12b).
In fig. 4.13 è indicato lo schema di un circuito di commutazione a diodi con il relativo comando. Una versione che utilizza relè Reed è mostrata in fig. 4.14, utilizzante lo stesso tipo di comando. La tensione di comando V_B nel caso del dispositivo a diodi è di circa 20 V; nello schema con relè Reed dipende dal tipo di relè. Per entrambe le versioni quando l'utilizzo sia del tipo mostrato in fig. 4.12a occorre tener conto dell'eventuale caduta di tensione lungo la linea di comando, qualora questa raggiungesse lunghezze notevoli.

Costruzione e funzionamento
Per ogni sezione d'antenna il montaggio verrà effettuato in settori schermati, con saldature dirette su capicorda. Questo è reso necessario per assicurare un buon disaccoppiamento delle varie antenne fra loro. Le prese a RF saranno del tipo BNC o simili. Come mostrato in fig. 4.12 i commutatori d'antenna si possono impiegare nei due sensi.

4.6 Frequenzimetri ed indicatori digitali di sintonia

Un interessante perfezionamento per un ricevitore consiste nel munirlo di un frequenzimetro od indicatore digitale diretto della frequenza di sintonia. A seconda del tipo di frequenzimetro o di indicatore sarà possibile stabilire la frequenza di ricezione a meno di 1 kHz o anche di 100 Hz. La deriva nel tempo *(drift)* e le imprecisioni della scala analogica a funzionamento meccanico vengono del tutto eliminati.
Per il funzionamento occorre collegare il *frequenzimetro* all'oscil-

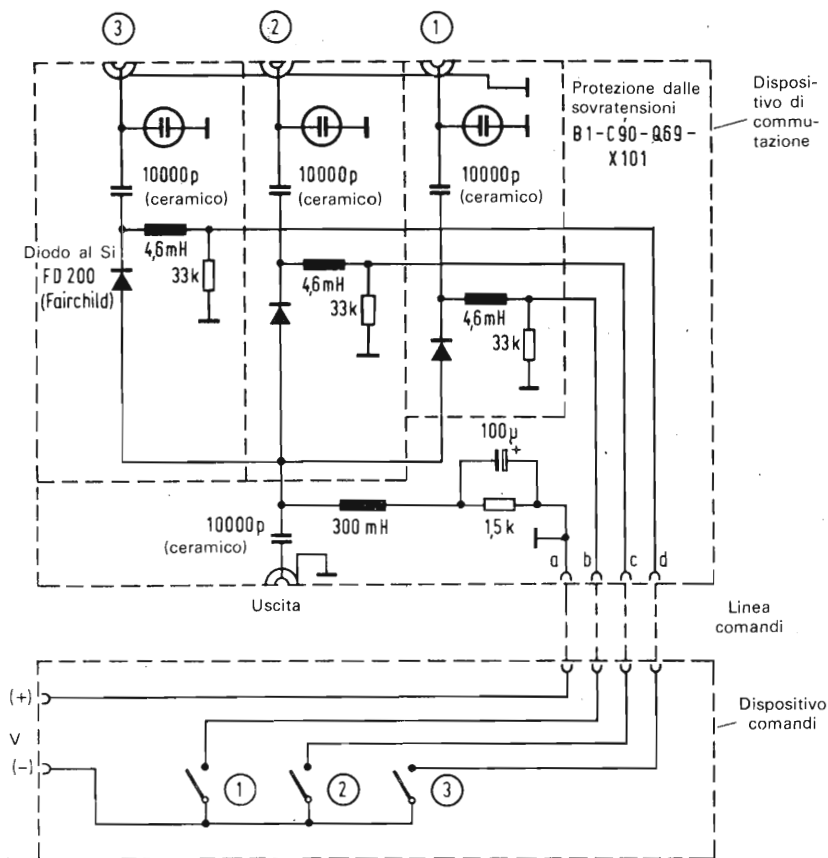



Fig. 4.13 Commutatore d'antenna con commutazione a diodi.

latore locale del ricevitore. In pratica si misura la frequenza dell'oscillatore, ed è questa che viene visualizzata: per avere la frequenza di sintonia occorre sottrarre [4] in ogni caso il valore della

---

[4] Se f_{osc} è superiore a f_E. Se f_{osc} è invece inferiore a f_E si deve sommare la FI ad f_E.

FI. Ad esempio, se si sintonizza Radio Lussemburgo su 6090 kHz, il frequenzimetro indicherà (per un ricevitore la cui FI sia di 455 kHz) 6090 + 455 = 6545 kHz.

I motivi per cui non è possibile misurare ed indicare direttamente la frequenza di ricezione sono vari:

1. la frequenza del segnale ricevuto è modulata, e il valore indicato "ballerebbe" in dipendenza della modulazione;
2. la tensione d'ingresso del segnale (anche dopo uno stadio di amplificazione a RF) è troppo piccola;
3. i circuiti accordati d'ingresso non sono abbastanza selettivi, le frequenze entro la banda passante sarebbero molte e non trattabili dal frequenzimetro;
4. in assenza di trasmissione non si avrebbe alcuna indicazione della frequenza;
5. lo stesso accadrebbe in presenza di forti evanescenze.

Quando s'intende collegare un frequenzimetro ad un ricevitore occorre tener conto di alcuni punti:

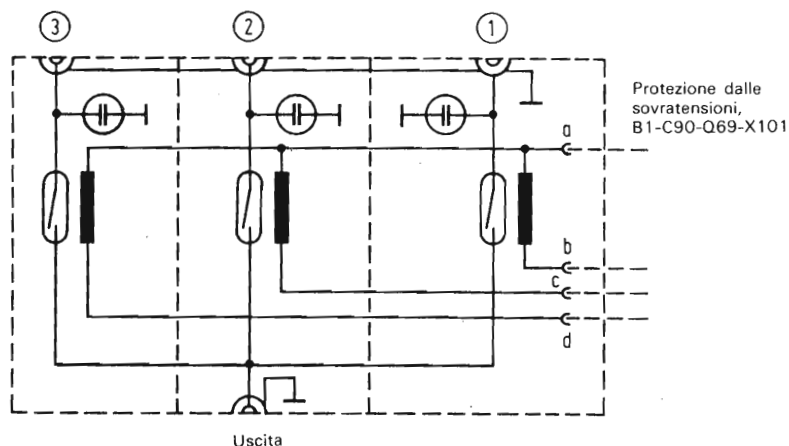



Fig. 4.14 Commutatore d'antenna con commutazione a relè Reed.

(a) Il frequenzimetro rappresenta per l'oscillatore locale un ulteriore carico (utilizzatore): al crescere della frequenza può accadere che l'ampiezza della tensione oscillante diminuisca. Dato che la sensibilità del ricevitore diminuisce anch'essa al crescere della frequenza, a partire da un certo punto non si ha più miscelazione ed il ricevitore ammutolisce.
(b) Nel frequenzimetro sono presenti uno o più oscillatori di riferimento, le cui frequenze fondamentali ed armoniche possono cadere nel campo delle OC interferendo con fischi nella ricezione.
(c) La capacità del cavo di collegamento al frequenzimetro sposta la frequenza del circuito accordato di oscillatore. Ne può risultare compromessa la messa in passo con i circuiti a RF e diminuita la sensibilità del ricevitore.

Perché il frequenzimetro svolga le sue funzioni senza alterare in modo apprezzabile le caratteristiche del ricevitore occorre considerare i punti citati, ed adottare le seguenti contromisure:

Rimedio per (a):
Collegare l'oscillatore al frequenzimetro tramite uno stadio separatore *(buffer)*. Questo sarà costituito da un amplificatore a banda larga con impedenza d'ingresso elevata, che inoltre provveda a convertire l'oscillazione sinusoidale dell'oscillatore locale in una forma d'onda più accettabile per il frequenzimetro (onda quadra a fianchi ripidi con conformazione TTL).

Rimedio per (b):
Tutti i collegamenti al frequenzimetro devono avvenire tramite condensatori passanti applicati sulle pareti del contenitore metallico ed assolutamente stagno dello stesso. Occorre disaccoppiare anche le linee di alimentazione. Se si dovessero comunque riscontrare ancora fischi d'interferenza, è preferibile, se non è già stato fatto, piazzare il frequenzimetro in un proprio distinto contenitore metallico e non collocarlo troppo vicino al ricevitore. Come ultima

ratio, il frequenzimetro verrà spento dopo ogni lettura di frequenza ed acceso solo per gli spostamenti di sintonia.

Rimedio per (c):
Vale quanto già detto per (a). Inoltre il frequenzimetro verrà collegato tramite una piccola capacità (1 nF) e senza cavo coassiale. Le esigenze di spazio di questo libro impediscono che si possa entrare in dettagli sulla struttura e costruzione di frequenzimetri o sintonie digitali. Ci limiteremo forzatamente perciò a descrivere apparecchi in kit o già pronti.
Quale frequenzimetro si presta molto bene il "mini-frequenzimetro" descritto dalla rivista Funkschau, che è anche facile da costruire. Occorre comunque premettere un divisore per 10 adatto sino a frequenze di 50 MHz (il "Mini-Counter" non supera i 6 MHz), che al tempo stesso funge da amplificatore-separatore dall'oscillatore locale e da conformatore del segnale dell'o.l. ad onda quadra di tipo TTL idonea al frequenzimetro.
Una soluzione più elegante è costituita dall'impiego delle "sintonie digitali" pronte disponibili sul mercato. Queste contengono già gli stadi preliminari citati, sottraggono automaticamente la FI e visualizzano direttamente la frequenza di ricezione.
Un apparecchio di questo tipo ben noto, collaudato e relativamente economico è il modello EFZ 04 N, idoneo per ogni tipo di ricevitore (esclusi XCR 30 e FRG 7) perché programmabile per ogni valore di FI. La frequenza è visualizzata a meno di 0,1 kHz. Ha pure il vantaggio che è fornito completo di collegamenti e di documentazione, con istruzioni su come connetterlo al ricevitore.
Conosciuto è pure il visualizzatore digitale di frequenza di ricezione modello DCR 30; originariamente concepito per l'utilizzo in connessione al ricevitore di Barlow Wadley XCR 30 (vedi par. 2.4), è stato poi realizzato in modello utilizzabile con i principali tipi di ricevitori disponibili sul mercato. Lettura precisa ad 1 kHz. Fornito analogamente completo di istruzioni di montaggio e accessori.

Recentemente sul mercato è comparso pure il modello MFC-5 della Ditta Monacor, minifrequenzimetro offerto come FC 5 M e FZ-50 M anche da altre ditte. Campo di frequenza da 2 kHz a 50 MHz con precisione di 1 kHz. Può essere impiegato sia da sintonia digitale sia, con una semplice commutazione, da frequenzimetro, in quanto viene esclusa la sottrazione dei 455 kHz della FI.

Preamplificatore per frequenzimetri

In precedenza si è accennato alla necessità di impiegare dei preamplificatori-separatori prima di un frequenzimetro. I circuiti integrati TTL del tipo impiegato nei frequenzimetri richiedono al loro ingresso tensioni ad onda quadra con livelli L = 0,8 V o inferiore e H = 2 V sino 5 V. Non si deve superare un tempo di salita massimo di 10 ns. Dato che la tensione fornita dall'oscillatore locale di conversione del ricevitore non possiede né la forma né il livello richiesti, è necessario portare tale tensione all'adatta conformazione TTL.

In fig. 4.15 è illustrato lo schema di preamplificatore per un campo di frequenza da 0 a 80 MHz. Il cuore di questo circuito è rappresentato dal circuito integrato AM 686, un comparatore bipolare a tecnica Schottky, che fornisce in uscita un'onda quadra fra i livelli 0,5 e 2,8 V.

Costruzione e funzionamento

Il preamplificatore completo può venire montato su di un circuito stampato a singola faccia di rame. Il circuito integrato AM 686 deve essere munito di un raffreddatore. L'alimentazione del circuito richiede due tensioni: + 5 V con 50 mA e −6 V con 50 mA. Queste tensioni devono essere stabilizzate; se si vuole, la tensione di −6 V può essere ricavata dall'alimentazione positiva come mostra la fig. 4.15b. Il preamplificatore e l'eventuale alimentatore vengono montati in prossimità dell'oscillatore locale, ed inseriti assieme all'accensione del ricevitore. Col potenziometro P1 è possibile variare la tensione di riferimento, ed in tal modo è possibile

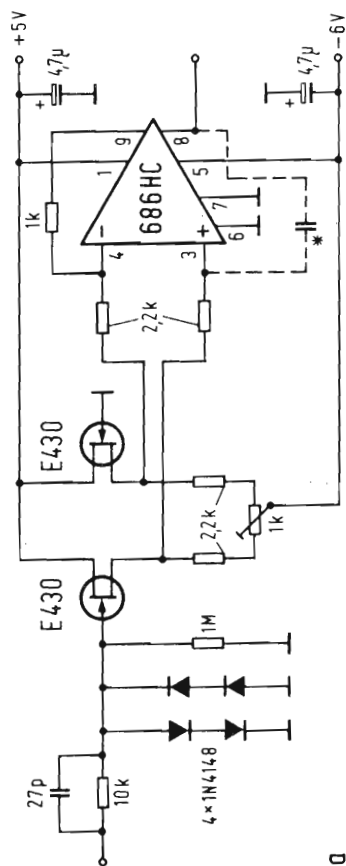
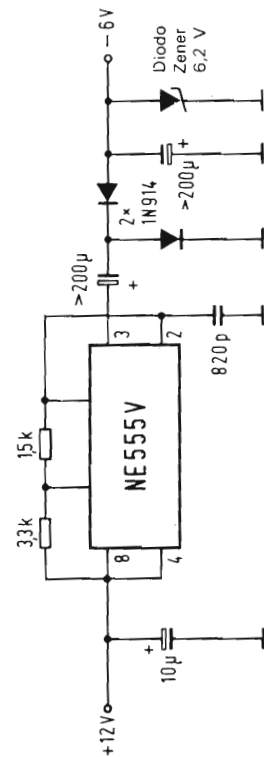
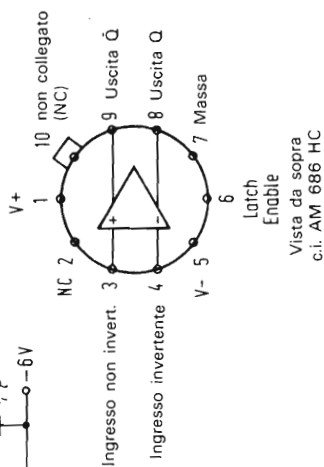



Fig. 4.15 Preamplificatore per frequenzimetro.

modificare le soglie di intervento del comparatore. Così è possibile adattarsi ai diversi valori di tensione d'uscita dei vari tipi di oscillatore locale.

5 Tecnica operativa in onde corte

5.1 Come installare una stazione di ascolto

Tutti i ricevitori descritti nel capitolo 2.4 il cui prezzo non supera i 1000 DM sono di piccole dimensioni e non richiedono un collocamento fisso. Se li si fa funzionare con l'antenna incorporata si è, almeno per i tipi alimentati a batterie, completamente liberi nella scelta della loro posizione. Per sfruttare al meglio questa libertà sarà bene scegliere un posto vicino ad una finestra. Tuttavia, è preferibile poter disporre di un posto fisso nel proprio appartamento o nella propria casa. In tal caso sarà possibile attrezzarsi nel modo più adatto: ricevitore, linee di alimentazione all'antenna, presa di terra, accessori e dispositivi ausiliari avranno la loro sistemazione conveniente; e sarà bene tener conto nella scelta di alcuni punti di vista ergonometrici. Come si sa, l'uomo, con poche eccezioni, è destrorso. Il BCL deve sintonizzare il ricevitore sulla stazione trasmittente, scrivere appunti, inserire il registratore a nastro, accordare l'antenna, regolare il volume, aggiustare il BFO, bere il caffè (!): troppe cose per una mano sola. La disposizione dei vari apparecchi illustrata in fig. 5.1 suddivide le varie attività fra la mano destra e quella sinistra.
Alla fine dei conti, comunque, la collocazione finale dipenderà dall'esperienza e dallo spazio disponibile, nonché dalla disposizione dei vari comandi sul ricevitore. Per quanto riguarda il ricevitore, l'offerta del mercato è oggi assai ricca.
Una possibilità per procurarsi apparecchi a prezzi speciali può essere offerta dai vari club ed associazioni di appassionati del DX, che spesso assicurano sconti presso i fornitori ai propri soci. Nelle riviste specializzate sono inoltre quasi sempre presenti rubriche

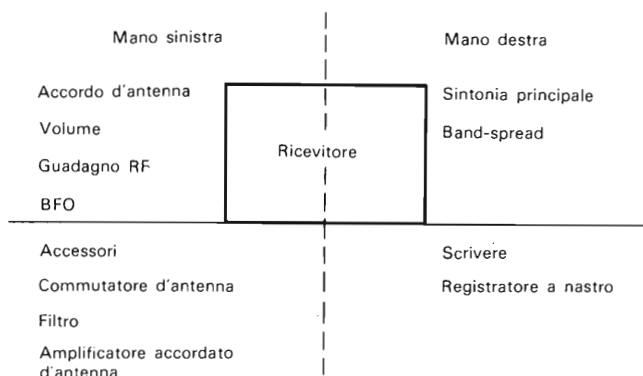



Fig. 5.1 Disposizione dei vari apparecchi.

per la vendita e l'acquisto di apparecchi usati. A questo punto vorrei mettere in guardia dai ricevitori di tipo esotico, quelli per intenderci che ostentano spesso il planisfero incorporato con i fusi orari delle varie zone del mondo. Questi apparecchi multibanda presentano in effetti un campo di frequenze che spazia dalle OL alle UHF, ma spesso non sono per nulla curati nella sezione dedicata alle onde corte. Occhi aperti anche nell'acquisto di apparecchi di recupero: controllare accuratamente le varie caratteristiche, ad es. la tensione di alimentazione. Gli apparecchi di recupero sono apparecchi usati di provenienza militare, che sono spesso per uso mobile e quindi alimentati a batterie. Dato però che si tratta senza eccezioni di apparecchi a valvole, la tensione di batteria deve venire elevata mediante appositi convertitori. Chi non dispone quindi di batterie complete di caricabatterie di caratteristiche idonee (corrente minima 2 A sotto 12 o 24 V), deve costruirsi un alimentatore da rete, che fornisca le varie tensioni richieste, spesso diverse fra loro. L'indicazione corrente per certi apparecchi "Facilmente adattabile ad altre frequenze o tipi di segnale" vale per gli autocostruttori esperti, i principianti sono sconsigliati dal-

l'intraprendere simili interventi e modifiche, che richiedono fra l'altro un corredo di buoni strumenti di misura. Qui cogliamo l'occasione per sconsigliare ogni intervento su di un ricevitore che non sia necessario e soprattutto ben progettato.
In altre parti del libro abbiamo già ricordato con sufficiente dovizia di particolari i vari apparecchi, oltre al ricevitore, necessari per attrezzare una vera e propria stazione.

5.2 Tecnica dell'ascolto

5.2.1 La corretta manovra del ricevitore

Nei capitoli 2 e 4 abbiamo imparato a conoscere i singoli apparecchi e i loro circuiti fondamentali, nonché gli accessori ed i dispositivi ausiliari: ora, completamente attrezzati, vogliamo dunque iniziare la caccia alle onde radio.
Di regola succede che, non appena si è acquistato un ricevitore, si estrae (o si collega) l'antenna, si accende l'apparecchio e si esplorano le varie gamme. È a questo punto che il principiante ha le prime sorprese. Sintonizzando rapidamente si odono solo fischi, fruscii e crepitii! Si è già commesso il primo errore: sintonia troppo rapida. Per il fatto che le stazioni trasmittenti sono poste strettamente vicine capita, che, scorrendo rapidamente con la sintonia, si ode solo per una frazione di secondo l'informazione trasmessa dalla stazione, ed il risultato è una serie di crepitii. Ne consegue la regola: sulle onde corte, ed in particolare nelle bande di radiodiffusione, manovrare lentamente la sintonia per passare da stazione a stazione. Questo tipo di manovra di sintonia si presta in particolare alla ricerca di una data stazione nel caso in cui la precisione della scala di sintonia lasci a desiderare. Partendo da una stazione potente e di frequenza nota (con un po' di pratica è possibile identificarle con una certa facilità), è possibile, passando con la sintonia di stazione in stazione, giungere a centrare

la frequenza di una stazione desiderata qualsiasi, che non disti più di 100 kHz dalla frequenza della stazione nota. Infatti, la distanza fra stazione e stazione è, per norma internazionale, fissa, e vale 5 kHz. Vero è che spesso una stessa frequenza è attribuita a più trasmittenti.

Quanti più controlli possiede un ricevitore, tanto maggiore è la possibilità di errori nel manovrarli. Per tale motivo ricevitori anche buoni spesso non sono muniti di controllo manuale del guadagno di RF, e di controllo della sintonia d'antenna o del preselettore; ovvero questi comandi sono automaticamente commutati assieme al comando *"Mode"* (tipo di emissione), od a quello che varia la larghezza di banda e la costante di tempo del CAG. Se comunque il nostro ricevitore è dotato di tali comandi, occorre badare ai punti seguenti:

- Disporre inizialmente i comandi di sintonia d'antenna o del prestadio a RF in posizione mediana, sin quando, rintracciata la stazione desiderata, si manovrerà a sinistra od a destra questo comando per ottenere il massimo segnale sullo strumento di misura ovvero il massimo volume.
- Porre a metà anche il comando di regolazione manuale del guadagno di RF. Regolare poi per amplificazione massima quando si sintonizza una stazione molto debole, minima per segnale molto forte. Quando si effettua la sintonia in una banda di radiodiffusione molto affollata, inoltre, conviene escludere tale comando e passare in posizione di controllo automatico del guadagno.
- La costante di tempo del CAG sarà selezionata in funzione del tipo di segnale ricevuto:
  per emissione tipo A1/A3J   costante di tempo elevata
  per emissione tipo A3   costante di tempo bassa
- La larghezza di banda, durante la ricerca delle stazioni, va disposta su *"wide"* (larga): superiore a ± 3kHz.
- Il commutatore *"Mode"* (tipo di emissione) va posizionato in corrispondenza al tipo di emissione del segnale desiderato.

Quando si ricerca una stazione a banda laterale unica, posizionare inizialmente il comando su A3, per portarlo su A3J solo dopo aver rintracciato la stazione.

Una volta sintonizzata la stazione desiderata si dovranno modificare i comandi del ricevitore per adattarlo alle condizioni prevalenti negli immediati dintorni (± 5 kHz) della portante. Ossia, dobbiamo regolare la larghezza di banda per eliminare o ridurre eventuali interferenze da canale adiacente. Adattare di regola vuol dire ridurre. Se la banda è affollata di segnali, si dovrà ridurre la larghezza di banda sino ai limiti di comprensione della parola (FI $\pm$ 2 kHz). Per sintonizzare correttamente a centro banda si ricorrerà alle indicazioni dello strumento di misura. La sintonia principale o l'allargatore di banda vanno regolati per la massima deviazione dello strumento. Le interferenze disturbanti (fischi) si possono spesso eliminare spostandosi leggermente di sintonia. Tale manovra va effettuata con la manopola del bandspread; in genere, anzi, tutte le regolazioni di sintonia intorno alla portante vanno effettuate con questo. Le diminuzioni di sensibilità e comprensibilità che derivano da tali aggiustamenti lievi di sintonia vanno naturalmente mantenuti entro limiti accettabili. Per centrare una portante è possibile pure impiegare il BFO incorporato. Si dispone il comando del BFO su posizione neutra (ossia con $f_{BFO} = FI$). Se ora il ricevitore non è esattamente sintonizzato a centro banda, la frequenza di conversione risultante differirà dal valore prescritto (per es. 455 o 460 kHz). La differenza fra tale frequenza e quella del BFO (battimento) giace nel campo delle frequenze udibili, e diverrà tanto minore (tono sempre più grave) quanto più la frequenza intermedia convertita derivata dalla portante si avvicina alla frequenza fissa del BFO. Quando le due frequenze coincidono (battimento zero), la frequenza udibile diviene praticamente nulla, ed il ricevitore risulta sintonizzato esattamente a metà banda passante. Questi cenni tecnici sulla corretta manovra del ricevitore possono bastare; altri accorgimenti sono stati forniti nel capitolo dedicato agli accessori. Per concludere, poche parole ancora sul tempo. Il

momento in cui una stazione può essere ricevuta dipende in primo luogo dai programmi di trasmissione della stazione. Questi vengono concepiti a loro volta in modo che, ad esempio, non sia necessario alzarsi di notte per ascoltare Radio Japan. Le stazioni trasmittenti cercano di adattarsi alle caratteristiche della propagazione ionosferica scegliendo opportunamente la frequenza di trasmissione. Se abbiamo coscienziosamente studiato il capitolo sulla propagazione delle onde radio sappiamo quale qualità di ricezione dobbiamo attenderci nei vari momenti (anni, stagioni, ore del giorno e della notte) dalle diverse stazioni trasmittenti. Si deve partire alla ricerca di una piccola trasmittente straniera ad ambito regionale solo dopo che si sono accertate le condizioni di propagazione e queste hanno indicato che una tale ricerca ha probabilità di successo. È raccomandabile in tali casi l'impiego di un indicatore digitale di sintonia e della migliore antenna disponibile. Può risultare anche vantaggioso abbandonare la città o i suoi dintorni fortemente abitati e cercare una zona più fortunata con minori disturbi. L'opinione alquanto diffusa che sia bene insediarsi in una posizione elevata, perché ivi ci si dovrebbe attendere una maggior intensità di campo delle trasmittenti, in pratica non si è rivelata vera. Più importante pare invece ricercare la schermatura da campi di disturbo tramite elevazioni naturali. Nel corso della ricerca d'un posto adatto si impara a conoscere a fondo i dintorni della propria località di residenza.

5.2.2 Identificazione d'una stazione di radiodiffusione

Tutte le stazioni di radiodiffusione emettono, almeno ogni ora esatta, il loro segnale di riconoscimento (per lo più durante alcuni minuti prima dell'ora esatta), ed un annuncio. Tale annuncio contiene il nominativo della stazione e la sua frequenza di trasmissione, e viene spesso ripetuto in più lingue. Molte stazioni trasmettono tali informazioni anche di seguito ai loro notiziari e nel corso dei normali programmi.

Per le stazioni che trasmettono in lingua straniera, ad esempio piccole stazioni ad ambito regionale, è spesso necessario determinare la frequenza precisa. Se si dispone di un indicatore digitale di sintonia non vi è problema. Se invece dobbiamo accontentarci di una scala analogica di sintonia, dobbiamo ricorrere al calibratore interno (par. 2.3.6); oppure, col metodo di sintonia di stazione in stazione (par. 5.2.1), stabilire almeno un ristretto intervallo in cui opera la stazione. Se diamo uno sguardo alle tabelle delle stazioni trasmittenti (ricorrendo ad es. al WRTH [5]) vediamo comunque che, anche se si è determinata esattamente la frequenza, vi sono numerose stazioni che trasmettono su questa. Perciò, in base alla potenza ed alla posizione delle varie emittenti, occorrerà stabilire quale sia la stazione più pertinente in dipendenza dalle condizioni di propagazione prevalenti.

5.3 Stesura del rapporto di ascolto

Questo tipo di "lavoro d'ordine" potrà apparire noioso a molti; costituisce però un importante aspetto del nostro hobby.
Per poter ricevere una conferma di ascolto (cosiddetta cartolina QSL) è necessario fornire all'emittente, almeno in termini abbreviati, notizie sul contenuto informativo del programma ricevuto. A titolo esemplificativo, ecco come potrebbero configurarsi le notizie su una trasmissione di mezz'ora della "Voice of Amerika":
Voice of Amerika, 5 maggio 1977, frequenza 9730, dalle 19.00 TMEC [6], programma in lingua tedesca. Notiziario, il vertice di Londra, gli ostaggi in Olanda, situazione economica mondiale. 19.10 commenti sul vertice di Londra, giudizi favorevoli sulle conclusioni raggiunte.

---

[5] World Radio & Television Handbook.

[6] Tempo Medio dell'Europa Centrale. Meglio però dare sempre il GMT = Tempo Medio di Greenwich (*N.d.T.*).

Dalle 19.15 programma musicale: musica country, richieste degli ascoltatori.
Notizie di questo tipo vengono registrate nel *log-book*, per essere successivamente utilizzate per la compilazione del rapporto di ascolto, nel quale tuttavia dovrebbero comparire anche altri dati:
1. Nome ed indirizzo (età, professione)
2. Tipo di ricevitore
3. Tipo di antenna
4. Commenti e questioni personali
5. Giudizio sulla qualità dell'emissione
6. Località di ascolto

L'uso del log-book per raccogliere tutte le informazioni è altamente raccomandabile. Se si ricorre ad annotazioni volanti, queste prima o poi diventano del tutto inutilizzabili. Abbiamo spedito un dato rapporto di ascolto? Abbiamo ricevuto la relativa QSL? Domande che altrimenti potrebbero trovare risposta solo con lunghe ricerche spesso inconcludenti. Ecco uno schema consigliabile per l'intestazione delle varie colonne del log-book:

N° progr.	Stazione	Frequenza kHz	Orario TMEC	Antenna	Tipo di programma e breve giudizio d'ascolto	SINFO
1	VoA	9730	19.00	Dipolo	19.00 Notiziario 19.10 Commenti	34434

Rapp. d'ascolto spedito il	QSL ricevuta	Osservazioni
6/5/77	2/6/77	Ric. QSL e programmi

È inutile prevedere un numero fisso di righe per ogni registrazione; meglio tirare una linea al termine del QSO sotto le note scritte. Il giudizio sulla qualità di ricezione può essere formulato in vari modi. Il codice SINFO è uno dei sistemi più noti e diffuso: Codice SINFO *(Signal, Interference, Noise, Fading, Overall).*

Signal (comprensibilità)	*Interference* (da altre stazioni)	*Noise* (fruscio)	*Fading* (evanescenza)	*Overall* (giudizio complessivo)
1 appena comprensibile	1 molto forte	1 molto forte	1 molto forte	1 inutilizzabile
2 debole	2 forte	2 forte	2 forte	2 cattivo
3 discreto	3 moderata	3 moderato	3 moderato	3 sufficiente
4 buono	4 debole	4 debole	4 debole	4 buono
5 ottimo	5 nessuna	5 nessuno	5 assente	5 ottimo

Se il ricevitore è dotato di uno strumento di misura tarato, le intensità di segnale indicato corrispondono ai seguenti valori:

S 1 ≡ S 1 fino S 5
S 2 ≡ S 6 fino S 8
S 3 ≡ S 9
S 4 ≡ S 9 + 20 dB
S 5 ≡ S 9 + 40 dB

Nel riferire sulle interferenze è bene aggiungere, ove possibile, indicazioni sull'identità della stazione disturbante. Quando un dato giudizio non viene espresso, porre una X al posto del valore numerico.

Il codice SINFO tuttavia non è usato o conosciuto da tutti gli enti radiofonici, pertanto è consigliabile aggiungere un giudizio in

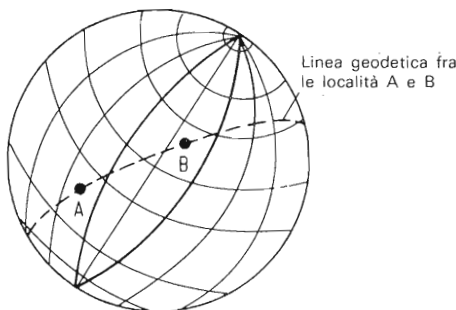
forma descrittiva, come nel seguente esempio indicativo:
"Data, Orario dalle... alle...
Nel corso dell'orario citato l'ascolto è risultato di qualità eccellente. L'evanescenza si è manifestata solo saltuariamente, per cui la trasmissione è stata ricevuta al 100%. In sottofondo si udiva sulla stessa frequenza Radio Mosca con un programma musicale."
Tenuto conto che oggi i rapporti di ascolto vengono spesso sottoposti ad elaborazione elettronica (EDP), l'uso del codice SINFO diverrà indispensabile. Alcuni enti radiofonici, come ad es. l'SRG (Svizzera), l'hanno già incluso nei loro moduli di ascolto preformati.
Le norme CCIR (Raccomandazione n. 251) contengono i codici SINPO e SINPFEMO. Nel codice SINPO la P sta per *Propagations Disturbance* (disturbi nella propagazione); per il resto è identico al SINFO. Il codice SINPFEMO esprime sotto la lettera F la frequenza delle evanescenze e con E ed M la qualità della modulazione.

F (Fading)	E (Qualità di modulazione)	M (Grado di modulazione)
1 molto forte	1 molto scadente	1 permanentemente sovramodulato
2 veloce	2 scadente	2 scadente
3 moderato	3 sufficiente	3 sufficiente
4 lento	4 buona	4 buono
5 assente	5 ottima	5 massimo

I codici SINPO e SINPFEMO sono usati dalle stazioni radio commerciali.

5.4 Il cerchio massimo (geodetica)

I collegamenti sulle OC avvengono di regola lungo il cerchio massimo. La geodetica è la linea di congiunzione più breve fra due loca-

Fig. 5.2 La geodetica (lungo un cerchio massimo).

lità sulla superficie terrestre, ed è un tratto di cerchio massimo di raggio pari al raggio della terra (fig. 5.2).
La conoscenza della geodetica è importante, perché mediante essa si può determinare l'angolo di elevazione orizzontale dell'onda spaziale incidente di una data stazione. Tanto più utile e necessario ciò risulta, quanto più pronunciato il diagramma di radiazione orizzontale dell'antenna impiegata. In pratica ciò avviene solo per antenne a dipolo accuratamente accordate, per le quali deviazioni di $\pm 10°$ nella direzione non hanno eccessiva importanza (vedi par. 3.3).

Determinazione dell'angolo d'incidenza di un'onda spaziale
Illustreremo con un esempio basato sul trasmettitore di Sao Paulo come si effettuano i calcoli basati sulla geodetica.
La posizione esatta della stazione verrà ricavata, ad esempio, dalla cartolina QSL o dal WRTH. Non disponendo di queste fonti, ci baseremo, come faremo nell'esempio, sull'ipotesi che la località del trasmettitore coincida con la posizione gografica della città. Ciò corrisponde al 100% alla realtà per le piccole trasmittenti regionali, e per le grosse stazioni locali o stazioni relè l'errore non comporta deviazioni maggiori dei $\pm 10°$ già citati. Andiamo avanti con l'esempio. Su di un mappamondo od una carta geografica a proiezione azimutale (fig. 5.4) segniamo la località in cui ci tro-

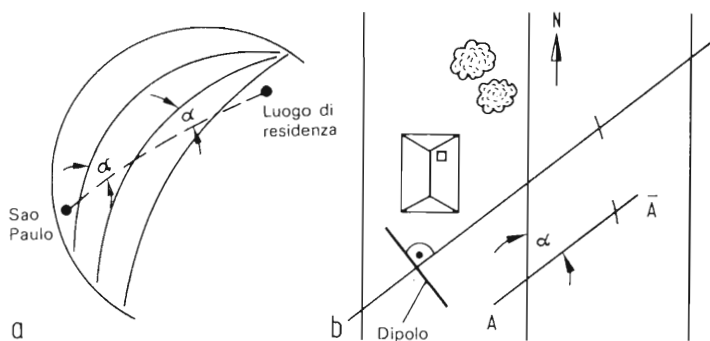



Fig. 5.3 La determinazione dell'angolo d'incidenza, ed il suo trasferimento alla topografia locale.

viamo e la località della stazione trasmittente. Uniamo le due posizioni (lungo un cerchio massimo) e misuriamo, o leggiamo sulla carta, l'angolo che la geodetica fa con un meridiano che la sezioni (fig. 5.3a).
Questo è l'angolo α che, come mostra la fig. 5.3b, dobbiamo considerare trasferendolo alle condizioni locali, ossia in base al quale dobbiamo orientare l'antenna. Prepariamo uno schizzo della nostra casa e dei dintorni, riportando l'indicazione della direzione del nord. In un punto qualsiasi segniamo l'angolo α (rispetto al Nord) e tracciamo la relativa retta AA'. Spostando parallelamente a se stessa questa retta sino a farla passare per il punto di mezzo dell'antenna riportiamo l'angolo d'incidenza. Ora resta solo da orientare l'antenna in modo che risulti normale (perpendicolare) alla direzione citata.
I trasmettitori che emettono programmi speciali per la Germania o l'Europa operano con antenne direzionali; in tal caso l'angolo d'incidenza dell'onda di spazio relativa ha una direzione assegnata. Se però si intende ricevere una stazione regionale, che trasmette per lo più con antenne adirezionali (sistemi radianti circolari), occorre previamente stabilire, per le stazioni che giacciono

verso gli antipodi (Nuova Zelanda [7]) oppure a sud del 30° di latitudine sud:

1. quale parte della giornata vige fra la trasmittente e la località di ricezione (giorno, notte, crepuscolo);
2. qual è il cammino più breve per la località di ascolto.

In effetti, dalla zona citata, e comunque per le trasmittenti a irradiazione circolare, v'è la possibilità che l'onda di spazio giunga alla nostra antenna per due cammini. Se disponiamo ad esempio di un'antenna direzionale munita di dipolo e riflettore, che ha quindi una direzione preferenziale di ricezione dei segnali, sarà necessario orientare l'antenna verso l'onda di spazio che incide con la maggior intensità di segnale. In pratica si determina, come descritto prima, l'angolo di incidenza, e dopo orientata l'antenna corrispondentemente la si ruota di 180°. Si deve osservare una marcata differenza nell'intensità dei segnali ricevuti.

Deviazioni della propagazione in OC *dalla geodetica*

Le linee dei collegamenti radio che passano attraverso le zone polari o equatoriali manifestano spesso deviazioni dal percorso geodetico; lo stesso avviene se tali linee passano lungo le linee del tramonto e del sorgere del sole. Tali deviazioni sono provocate da disturbi nella ionosfera (posizione trasversale dello strato riflettente) e possono ammontare ad alcune decine di gradi. Con i tipi di antenne ad angolo di apertura relativamente grande non è necessario provvedere a ruotare l'antenna.

Carte geografiche in proiezione azimutale

Le normali carte geografiche rispettano l'andamento delle superfici. Se vengono utilizzate per determinare il collegamento

---

[7] La Nuova Zelanda, che è agli antipodi della Germania, può, in funzione delle condizioni di propagazione prevalenti, venir ricevuta da tutte le direzioni (0 sino 360°).

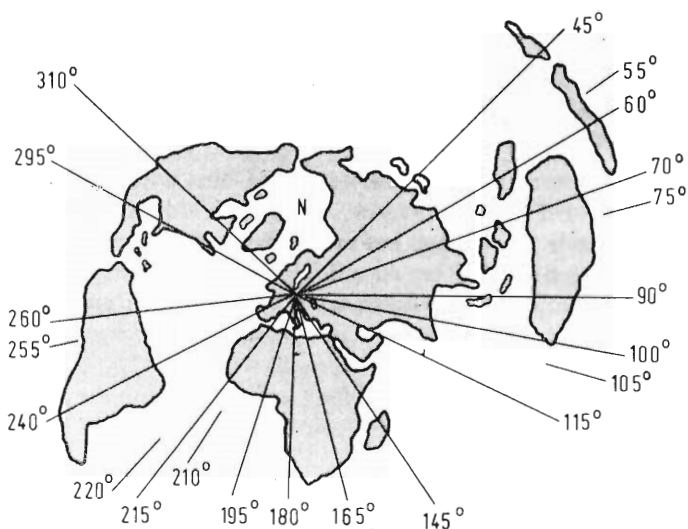



Fig. 5.4 Planisfero in proiezione azimutale.

più breve fra due località della terra si ottiene un quadro non esatto, con errata indicazione dell'angolo coi meridiani e quindi un errato orientamento dell'antenna.
Se impieghiamo invece una carta che rispetti gli angoli (carta a proiezione azimutale) con al centro la nostra posizione, avremo misure corrette degli angoli ed orientamento corretto.
La fig. 5.4 mostra un simile tipo di carta, sulla quale sono tracciate le direzioni radiali dei trasmettitori da tutte le parti del mondo.

5.5 Ricezione in "diversity"

Le comunicazioni radio importanti, come ad esempio quelle di una rete di centri diplomatici o militari, ed anche quelle delle prin-

cipali agenzie di notizie, devono essere mantenute in tutte le condizioni. È necessario in questi casi adattare volta per volta gli impianti alle condizioni di propagazione delle OC, mediante l'esercizio in "diversity". Si distingue fra operazione in diversity di frequenze, d'antenne e di polarizzazione.
Operare in *diversity di frequenze* significa irradiare l'informazione su almeno due frequenze distinte. Tali frequenze vengono scelte in modo che presentino condizioni di propagazione diverse. In tal modo si ottiene che sia possibile realizzare un collegamento efficiente almeno su di una frequenza. Naturalmente occorre che dal lato ricezione esista un corrispondente numero di ricevitori, per due frequenze quindi due ricevitori distinti. Le uscite dei vari ricevitori vengono collegate in parallelo, oppure inviate ad un dispositivo che valuta l'intensità relativa dei segnali (accessorio "diversity") e seleziona in ogni caso l'uscita con intensità maggiore avviandola all'apparecchio che deve elaborarla (cuffia, altoparlante, registratore a nastro, telescrivente).

L'esercizio in diversity di antenne (o space-diversity)
La riflessione dell'onda di spazio sulla ionosfera non ha caratteristiche costanti: l'angolo d'incidenza varia di conseguenza. Nella località di ricezione si avrà che una volta l'antenna è correttamente direzionata rispetto all'onda di spazio, altre volte no. L'ascolto subisce delle evanescenze o si rende addirittura nullo. Se nella località di ascolto si impiantano due o più antenne, distanti più di λ fra loro, si ottiene che almeno un'antenna fornisce sempre un segnale di livello sufficiente. Le antenne vengono collegate in parallelo, oppure ad un dispositivo selettore (vedi par. 4.5). Così il ricevitore può sempre ricavare un segnale utile.

Operazione in diversity di polarizzazione
Dato che l'onda di spazio all'atto della riflessione subisce pure una modifica della propria polarizzazione, è necessario pure un adattamento della polarizzazione dell'antenna nel luogo di ascolto. Con

due antenne collegate fra loro – l'una a polarizzazione orizzontale, l'altra verticale – si è predisposti alle direzioni fondamentali di polarizzazione, riuscendo così a ricavare segnali utili anche da onde di spazio a conformazione diversa.

5.6 Segnali standard di frequenza e di tempo

Per scopi speciali, determinate stazioni trasmettono segnali campione di frequenza e di tempo. Questi servizi, originariamente destinati ad utilizzazioni commerciali nel campo della meteorologia, navigazione e ricerca, sono di grande aiuto anche agli appassionati BCL.
Le frequenze standard possono venire impiegate per la taratura o verifica degli indicatori digitali di sintonia o di una scala analogica. L'indicazione dell'ora esatta ci risparmia qualche scatto presso la società dei telefoni. Le stazioni WWV e WWVH sono ricevibili anche in Europa. Queste stazioni americane si trovano in due Stati degli USA, il Colorado (WWV) e le Hawaii (WWVH). Operano con segnali di tipo A2 ed A3, con una precisione migliore di 1.10^{-8} sulle seguenti frequenze:

Frequenza	Potenza (in kW)	
MHz	WWV	WWVH
2,5	2,5	5
5,0	10,0	10
10,0	10,0	10
15,0	10,0	10
20,0	2,5	2,5
25,0	2,5	–

Lo schema delle informazioni regolarmente trasmesse *(Broadcast Formats)* dalle stazioni WWV e WWVH è dato in fig. 5.5.

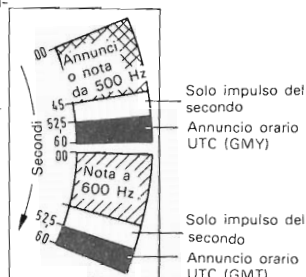
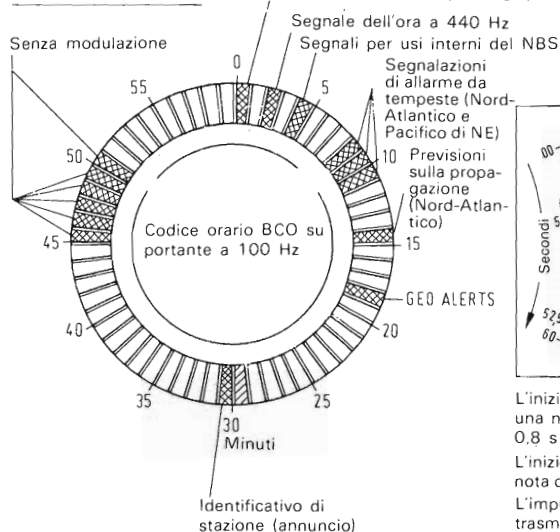
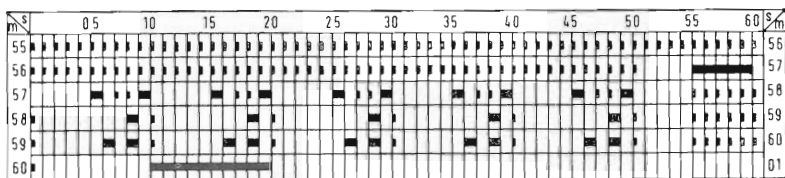
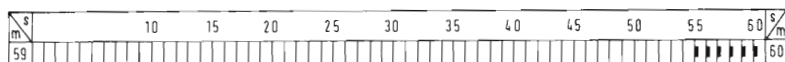



Fig. 5.5 Schemi di trasmissione *(Broadcast Formats)* delle stazioni WWV e WWVH.

Entrambe le stazioni operano in modulazione d'ampiezza a doppia banda laterale; la nota costante emessa viene irradiata con una profondità di modulazione del 50%. Il grado di modulazione dell'annuncio è invece del 75%. L'impulso ogni secondo è modulato al 100% e quindi si riceve particolarmente bene.
Gli annunci relativi all'ora esatta sono forniti da WWV e WWVH ogni minuto. Per meglio distinguere fra loro le due stazioni (che operano sulla stessa frequenza) gli annunci sono letti per WWV da una voce maschile, per WWVH da una voce femminile. Il segnale

a Nuovo segnale orario internazionale

b Segnale dei secondi
In aggiunta al segnale a: 0 h 06 min 0 s e 12 h 06 min 0 s
Segnale orario: 00 min 30 s sino a 60 min 00 s di ogni ora

c Segnale orario abbreviato

d Segnale orario prolungato

Fig. 5.6 Segnali orari dell'Istituto Idrografico Tedesco di Amburgo.

orario viene fornito per WWVH 15 secondi, per WWV 7,5 secondi prima del minuto esatto. Tutte e due le stazioni operano 24 ore al giorno. I relativi indirizzi sono:

WWV
2000 E. COUNTY ROAD 58
Fort Collins, Colorado 80521 USA

WWVH
P.O. Box 417
Kekaha, Kauai, Hawaii 96752 USA

Per ricevere la QSL di entrambe le stazioni occorre fornire rapporti di ascolto precisi e molto completi.
La tabella che segue fornisce in sintesi informazioni su alcune stazioni standard tedesche, che irradiano i segnali di tempo del *Deutschen Hydrographischen Institut.*
Lo schema dei segnali orari trasmessi è dato in fig. 5.6.

Stazione	Frequenza	Orario	Tipo di segnale orario (fig. 5.6)
Norddeich Radio (DAN, DAM)	2614 kHz 6475,5 kHz 12763,5 kHz	21.3-20.9 0000 GMT	
	2614 kHz 8638,5 kHz 16980,4 kHz	21.3-20.9 1200 GMT	Nuovo segnale orario internazionale con segnali ogni secondo
	2614 kHz 4265 kHz 8638,5 kHz	21.9-20.3 0000 GMT	

Stazione	Frequenza	Orario	Tipo di segnale orario (fig. 5.6)
	2614 kHz 8638,5 kHz 16980,4 kHz	21.9-20.3 1200 GMT	
Kiel, Radio (DAO)	2775 kHz	0000 e 1200 GMT	Nuovo segnale orario internazionale con segnali ogni secondo
Norddeutscher und Westdeutscher Rundfunk	701 kHz 827 kHz	0500, 0600	Breve segnale orario alle 12.00
	1502 kHz 1586 kHz	0700,1800 e 2300 GMT	Breve segnale orario in GMT
Deutschlandfunk	151 kHz 548 kHz 755 kHz 1268 kHz 1538 kHz	0000 0600 1200 1800 MEZ	Breve segnale orario

NOTA

Per il lettore – ed ascoltatore – italiano possono essere d'interesse informazioni su altre stazioni standard che trasmettono segnali precisi di frequenza e di tempo, ricevibili in Italia.
In primo luogo vanno citate le due stazioni italiane, che trasmettono entrambe su 5,000 MHz:

IBF - Torino — Istituto Elettrotecnico Nazionale "Galileo Ferraris"
Potenza: 5 kW
Orario: dal 15° minuto prima sino all'ora esatta dalle 06.45 alle 18.00 di ogni giorno (escluso 07.45-08.00). Precede annuncio verbale in tre lingue (tempo GMT).

IAM - Roma — Istituto Superiore delle Poste e Telecomunicazioni
Potenza: 1 kW
Orario: dalle 07.30 alle 08.30 e dalle 10.30 alle 11.30. Indicazione dell'ora in telegrafia lenta alle 07.35, 07.50, 08.05, 08.20, 10.35, 11.05, 11.20 (GMT).

Inoltre la stazione tedesca di Nauen, DIZ, trasmette su 4525 kHz con 5 kW 24 ore al giorno (escluso il periodo 08.15-09.45 GMT), secondo uno schema particolare che trasmette in codice, tra il 41° ed il 54° secondo di ogni minuto, informazioni orarie speciali. Comunque il minuto esatto è caratterizzato da una nota della durata di 0,5 s ed ogni secondo fra il 1° ed il 40° da una nota lunga 0,1 s.
Secondo le condizioni, si possono udire anche le stazioni cecoslovacche (OMA - 2500 kHz, 1 kW; OLB - 3170 kHz, 5 kW; 24 ore), spagnole (EBC - 12008 kHz; 6840 kHz; dalle 10.00 alle 10.55 GMT) e francesi (FTH42 - 7428 kHz, 6 kW; solo alle 09.00 e 21.00 GMT - FTK77 - 10775 kHz, 6 kW; 08.00 e 20.00 GMT).

5.7 Associazioni di ascoltatori delle OC

La partecipazione ad una associazione di appassionati dell'ascolto delle OC (BCL) costituisce una possibilità in più per lo svolgimento del nostro hobby con successo e facilità.
Le varie associazioni presenti in numerose nazioni forniscono di solito esaurienti informazioni in tutti i campi d'interesse: questioni tecniche, pratica di ascolto, informazioni regionali, ecc.

Tali notizie vengono spesso pubblicate su bollettini dei vari circoli, quindicinali o mensili. In Germania le due più importanti (e purtroppo concorrenti fra loro) associazioni sono l'AGDX e la ADDX.

AGDX *(Arbeitsgemeinschaft* DX*)*: fondata nel 1972 da quattro circoli DX della Repubblica Federale Tedesca e dell'Austria. Comprende attualmente 14 club di associati.
Ai propri soci l'AGDX fornisce i seguenti servizi:
I periodici mensili (sfasati di 15 giorni fra loro): *Welt-weit hören* e DX-*flash*. Inoltre il DX-*Magazin* del "World-wide DX Club", in lingua inglese. I quaderni d'ascolto *(log)* ed altra documentazione tecnica vengono offerti a prezzi ridotti; lo stesso avviene per alcuni tipi di ricevitori. Particolari cure vengono prestate ai principianti; vi sono inoltre riunioni regionali. Programmi sul DX preparati a cura dell'AGDX si possono ascoltare trasmessi da Radio Portugal e Radio Ecuador (HCJB).
L'AGDX rappresenta per numero di soci (circa 2000 attivi) il secondo fra i membri dell'"European DX-Council", associazione madre di circa 50.000 appassionati di questo hobby.
L'indirizzo dell'AGDX: Postfach 110405 - D 28 Bremen.
Quota associativa annuale: 36 DM.

ADDX *(Assoziation Deutschsprachiger* DX*er)*: fondata nel 1967, si è scissa dal AGDX, e costituisce la prima fra le associazioni autonome di ascoltatori delle OC, con gli attuali 3500 membri, in tutto il mondo.
Fornisce ai soci i seguenti servizi:
La rivista quindicinale ADDX-*Kurier* (16-40 pagine); annunci gratuiti relativi all'hobby; acquisto a prezzi ridotti di documentazione tecnica e di ricevitori. Moduli per rapporto d'ascolto, log-book, e simili; assistenza ai soci giovani e principianti. Distribuzione QSL. Programmi DX preparati a cura dell'ADDX vengono irradiati dalle stazioni "Voz de los Andes (HCJB)" di Quito (Ecuador); Radio

Canada International e Radio Bucarest. L'ADDX costituisce anche il membro più forte dell'European DX-Council (EDXC).
Quota di associazione annua: 28 DM.
Indirizzo: ADDX e.V., Wagnerstr. 4, D 432 Hattingen.

(In Italia, risulterebbe — il condizionale è d'obbligo per la difficoltà a reperire informazioni ufficiali in merito — una Federazione Italiana del Radio Ascolto, succeduta recentemente ad altra associazione, con sede a Torino, Via Monforte 3, *N.d.T.*)

Numerose stazioni, oltre a quelle citate in precedenza, trasmettono periodicamente, una o più volte alla settimana, programmi destinati agli appassionati dell'ascolto delle OC e del DX. Si possono citare in particolare:

Svizzera: "Shortwave Merry-go-round", in inglese, il secondo e quarto sabato del mese.

Ungheria: R. Budapest, in italiano, lunedì e mercoledì alle 15.15 GMT Regno Unito: BBC, in inglese: "World Radio Club", domenica alle 07.45 e 21.00, lunedì alle 11.15, mercoledì alle 23.15 GMT.

Cecoslovacchia: R. Praga, in inglese: mercoledì alle 19.00 e 21.30 GMT.

Austria: ORF, in inglese: "Shortwave Panorama", domenica alle 09.15 e 18.05 GMT (ed in tedesco: sabato 13.30, lunedì 19.30, domenica 09.25 GMT).

Germania: Deutsche Welle, in tedesco ed inglese, secondo sabato del mese, ad orari diversi varie volte nella giornata.

Germania: R. Berlin International, in inglese: lunedì nel corso di tutti i programmi (ad intervalli di 15 giorni).
Per maggiori particolari e notizie su altre stazioni che trasmettono programmi analoghi si consulti il WRTH.

Indice analitico

manuali di elettronica applicata

libri pubblicati

1 Pelka - Il libro degli orologi elettronici (2ª ed.)
2 Renardy/Lummer - Ricerca dei guasti nei radioricevitori (2ª ed.)
3 Pelka - Cos'è un microprocessore (2ª ed.)
4 Büscher/Wiegelmann - Dizionario dei semiconduttori (2ª ed.)
5 Böhm - L'organo elettronico
6 Kühne/Horst - Il libro dei circuiti HiFi
7 Bochum/Dögl - Guida illustrata al TVcolor service (2ª ed.)
8 Schneider - Il circuito RC
9 Sehrig - Alimentatori con circuiti integrati
10 Mende - Il libro delle antenne: la teoria
11 Horst - Elettronica per film e foto
12 Sutaner/Wissler - Il libro dell'oscilloscopio
13 Wirsum - Il libro dei miscelatori
14 Link - Metodi di misura per radioamatori
15 Mende - Il libro delle antenne: la pratica
16 Lewandowski - Progetto e analisi di sistemi
17 Kleemann - Esperimenti di algebra dei circuiti
18 Ratheiser/Pichler - Manuale di optoelettronica
19 Benda - Manuale dei circuiti a semiconduttori
20 Limann/Pelka - Il libro del voltmetro elettronico
21 Praetzel/Warnke - Il libro dei microfoni
22 Köhler - Il libro degli strumenti ad indicatore
23 Jungmann - Elettronica per il ferromodellismo
24 Gerzelka - Manuale dell'operatore DX
25 Wuschek - Dizionario dell'organo elettronico
26 Klinger - Il libro delle casse acustiche
27 Benda - Come si legge un circuito?
28 Hirschmann - Il libro dell'amplificatore operazionale
29 Rose - Prontuario di elettronica: formule
30 Strauss - Il libro della saldatura
31 Goddijn - Elettronica nella musica pop
32 Nührmann - Il libro dei componenti elettronici
33 Freyer - Abbreviazioni dell'elettronica
34 Köhler - Il libro dei relè
35 Righi - Porte logiche e circuiti combinatori
36 Bruss - Elettronica per l'aeromodellismo
37 Christoffers - Elettronica per l'automodellismo
38 Hibberd - Domande e risposte sui circuiti integrati
39 Jacobs - Corso di radiotecnica, uno
40 Lummer - Ricerca dei guasti nei televisori
41 Jacobs - Corso di radiotecnica, due
42 Best - Il vademecum DX
43 Sutaner/Wißler - Il libro dei circuiti stampati
44 Righi - Flip-flop e circuiti sequenziali
45 Bonanno - Il libro dell'elettricità solare
46 Schröder - Sequencer, un computer musicale
47 Ghersel - Teletext e videotex
48 Pelka - Il libro della tecnica SSB e ISB
49 Junghans - Il libro dei registratori audio
50 Mende - Eliminazione dei radiodisturbi
51 Swarts - ZX80 e ZX81 come strumenti di controllo
52 Ritchie - Progettazione dei circuiti a transistor
53 John Blankenship - Apple house

ISBN 88-7021-170-3

modellismo